IL MANUALE DELLE ANTENNE

ANGELO BARONE

Ringraziamo il Laboratorio nazionale di Radioastronomia per la cortese concessione della foto di copertina, raffigurante il Radiotelescopio di Medicina (BO).

ANGELO BARONE

IL MANUALE DELLE ANTENNE

I LIBRI DELL'ELETTRONICA

I - E. ACCENTI - *Dal transistor ai circuiti integrati* - 1969

II - A. BARONE - *Il manuale delle antenne* - 1971

TIPOGRAFIA - LITOGRAFIA LAME - BOLOGNA

Al chiarissimo professore Aldo Romano
con sentimento di gratitudine e affetto
questo mio modesto lavoro
dedico.

Angelo Barone

Nota introduttiva

Quando, per puro caso, cominciai ad interessarmi di elettronica e di radiantismo, fors'anche per reazione alla filosofia insegnata nella scuola e non attuata nella vita, alla retorica e ai « ma » che tutti sanno dire ad ogni nostro lavoro, voglio dire: per la sentita necessità di realizzare qualcosa ed esserne sicuro come 2+2 fanno 4, senza bisogno del consenso altrui, alcuni amici radioamatori mi sono stati molto vicini, aiutandomi a realizzare la mia esperienza. Essi, assieme ai libri di altri radioamatori, sono stati i miei maestri. Io ho preso appunti nel mio cervello e sul quaderno e sono anche passato alla « costruzione », ottenendo belle soddisfazioni.
Pertanto, senz'avere ora alcuna pretesa di inventare e tanto meno di « professorare », ma come un semplice *tecnico specializzato* in antenne, offro agli altri OM il frutto delle mie esperienze, nella speranza di far cosa utile ad alcuni appassionati del mio stesso « hobby », e magari poterli un giorno incontrare in aria e sentirli chiamare CQ—CQ—CQ—DX, anch'essi ormai attaccati dal virus della radio e membri attivi della grande famiglia dei radioamatori.

Angelo Barone
I1ABA

CAPITOLO I

1.a - La nuova scoperta

Quando in una comune giornata della primavera del 1884 il Prof. Heinrich Hertz osservava, in un'aula del suo laboratorio presso l' Università di Kiel (Germania), la trasmissione di *energia,* sotto la forma di *onda elettromagnetica,* da una induttanza di poche spire a un'altra avente le medesime caratteristiche, nasceva l'*onda radio,* cioè una forma di energia che si diffonde nello spazio per radiazione.
Quanto cammino da allora!

1.b - I componenti del circuito

Tuttavia, l'energia a radiofrequenza generata da un oscillatore e amplificata dalla valvola finale a radiofrequenza deve pur varcare i limitati confini della *stazione trasmittente* e, attraverso lo spazio, raggiungere quella *ricevente.* Ma non basta. In generale lo stadio finale di un trasmettitore ha una propria *impedenza,* certamente diversa da quella del *mezzo* nel quale la energia a radiofrequenza deve propagarsi (terra, troposfera, stratosfera), mezzo che, nelle comunicazioni a grande distanza mediante onde corte è rappresentato dallo *spazio vuoto* e al quale, sempre in dipendenza della ben nota legge di Ohm $R = \frac{V}{I}$, viene attribuita una *impedenza caratteristica* di 377 ohm circa. A parte però la necessità di dover *adattare* la impedenza dello stadio finale del trasmettitore a quella dello spazio vuoto per mezzo di un'*antenna,* che quindi si comporta come una specie di *trasformatore di impedenza* e di *energia,* è pur vero che l'apparato elettronico trasmittente o ricevente non è posto da noi proprio accanto all'antenna, nello spazio libero. Come potremmo stare lassù a manovrarlo?
Invece l'energia a radiofrequenza la convogliamo all'antenna mediante una *linea di trasmissione,* anch'essa dotata di una sua propria impedenza.
Pertanto, occorre conoscere e si rende necessario studiare ciascuno di questi componenti, che tutti assieme ci permettono di captare nella nostra stanza un segnale radio generato, per esempio, a 5000 km di distanza, e goderci pacificamente il nostro « hobby ».

1.c - L'onda radio

È ben noto come ogni filo, percorso da corrente, generi intorno a sé un campo magnetico d'*induzione*. Orbene, oltre a questo campo d'induzione ve n'è un altro: quello di *radiazione*, per il quale le onde a radiofrequenza si staccano dal conduttore che costituisce l'antenna e si irradiano nello spazio vuoto alla velocità della luce: 300.000 km/sec.
Si ha quindi la relazione:

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{300.000}{f}$$

in cui: λ = lunghezza d'onda in metri
v = velocità della luce in km/sec
f = frequenza in kHz (chilohertz)

Problema: Si vuol conoscere la lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza di 1000 kHz/sec.

Risoluzione: $\lambda = \frac{300.000}{1000} = 300$

Risposta: Un'onda di 1000 kHz/sec ha una lunghezza di 300 m, misurata tra cresta e cresta.

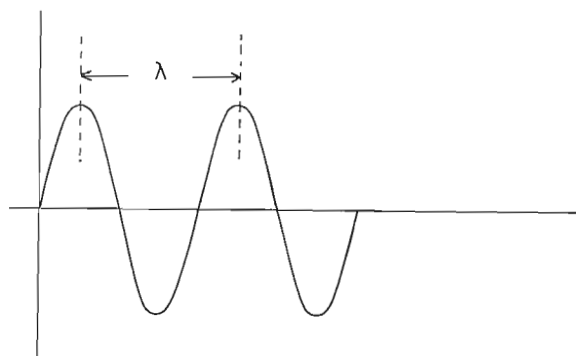



Figura 1

Il *campo di radiazione* è composto da due componenti:
a) il *campo elettrico*; b) il *campo magnetico*, i quali sono in fase rispetto al tempo, ma sono sfasati di 90° rispetto allo spazio (figura 2)

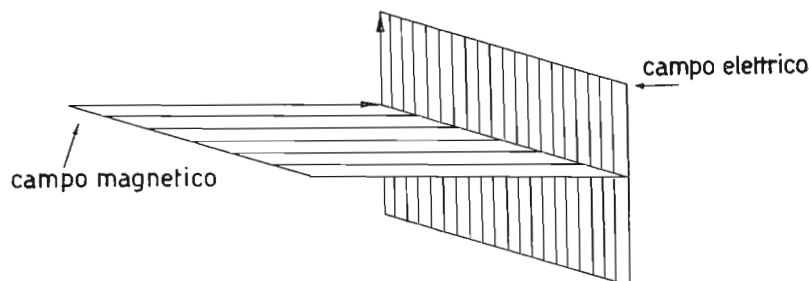



Figura 2

e si muovono secondo la regola convenzionale della mano sinistra (figura 3).

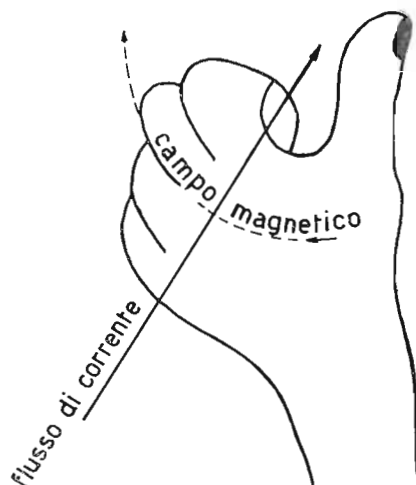



Figura 3

Naturalmente, poiché questi campi sono prodotti da flussi di energia « oscillante », anch'essi risultano oscillanti e la loro ampiezza varierà con il variare della corrente nell'antenna.
Per meglio comprendere la maniera in cui questi due campi che compongono il campo di radiazione si allontanano dalla antenna, è opportuno tener presente il comportamento delle linee di flusso della corrente e della tensione in un dipolo a mezza onda.
Quando nell'istante di tempo t le cariche di segno positivo si distribuiscono lungo l'antenna AB a partire dall'estremo A, quelle di segno negativo partiranno dall'estremo B. Ad un certo momento t_x le positive occuperanno il segmento AC e quelle negative il segmento BD (figura 4).

Figura 4

Le cariche di cui ai punti C e D si avvicineranno sempre più fino ad incontrarsi ed elidersi a vicenda. Contemporaneamente, anche le linee di flusso generate dalle cariche positive verso quelle negative « vedranno » i loro estremi incontrarsi.

Vengono così a costituirsi delle linee di forza *chiuse* che si allontanano dall'antenna e concorrono a costituire il *campo di radiazione* (figura 5)

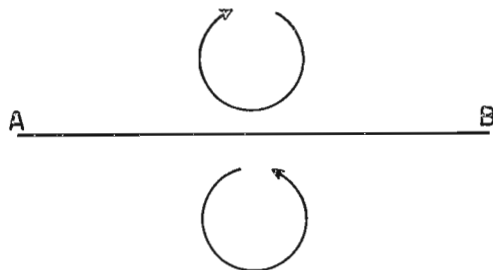



Figura 5

mentre un nuovo impulso di energia genera nuove linee di flusso, ma in senso contrario alle precedenti, e quindi campi in relazione costante di fase che si allontanano dall'antenna determinando nello spazio delle superfici in cui l'onda ha la *medesima fase* e costituisce un *fronte d'onda* che si allontana sempre più nello spazio alla velocità della luce (si stabilisce che il valore del dielettrico aria sia uguale a 1)* e nella direzione del campo elettrico, che noi prendiamo come grandezza di riferimento sia nel definire la *polarizzazione* dell'onda, che nel considerare l'*intensità di campo* di essa. Infatti, se l'antenna trasmittente è verticale, il campo elettrico sarà anch'esso verticale e quindi l'onda irradiata si dirà a *polarizzazione verticale*; viceversa, se l'antenna sarà orizzontale, l'onda irradiata si dirà a *polarizzazione orizzontale.*

---

* Durante il cammino percorso dal fronte d'onda (quella terrestre e quella diretta) si ha un assorbimento dell'energia, a seconda della natura delle zone attraversate. Il rapporto fra « conduttore » attraversato e aria, viene detto « costante dielettrica ».
Eccone il valore per alcuni:

Figura 6

Conduttore	*Conduttività*	*Costante dielettrica*
Acqua del mare	Buona	80
Acqua dolce (laghi ecc.)	Discreta	80
Suolo bagnato	Discreta	30
Suolo pianeggiante	Discreta	15
Suolo secco, roccioso	Poca	7
Suolo desertico	Poca	4
Jungla	Pessima	—

Se l'antenna sia ricevente che trasmittente sarà distante dall'altra migliaia e migliaia di km e la frequenza di trasmissione sarà al disotto dei 30 MHz, sebbene l'antenna ricevente polarizzata allo stesso modo di quella trasmittente riesca a raccogliere più energia che non quella polarizzata differentemente, tuttavia non si avrà una grande perdita di energia se una delle antenne è polarizzata in maniera diversa; cioè, anche nel caso di antenne di diversa polarizzazione noi riusciremo ugualmente ad ottenere un soddisfacente risultato. Invece, se la frequenza di trasmissione è molto alta (*VHF* e *UHF*) allora si delinea, unitamente alla necessità di trasmissioni a *portata ottica,* anche quella di usare delle antenne che abbiano la *medesima polarizzazione.* Facendo altrimenti si capterà, come si è già detto, molto meno energia.
Il campo di radiazione di un'onda radio ha una sua propria *intensità* la quale è data dalla formula:

$$\varepsilon = \frac{60\,\pi}{d\,\lambda}\,(\delta l)\; I \cos \omega \left(t - \frac{d}{c}\right) \cos \Theta$$

in cui: ε = potenza del segnale in V/m
δl = lunghezza del radiatore
I cos = corrente nel conduttore in *A*
d = distanza di *P* dall'antenna in *m*
Θ = angolo di elevazione del punto *P* al quale si desidera il campo rispetto al piano perpendicolare all'antenna
f = frequenza della corrente
ω = $2\,\pi\,f$
t = tempo
c = velocità della luce = 3×10^8 m/sec
λ = lunghezza d'onda alla frequenza f

Nella figura 7 si dà la illustrazione della formula.

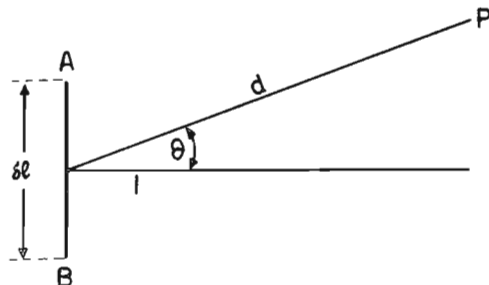



Figura 7

La misura in mV o μV (valore di picco 0,707 V) è presa fra due punti del campo elettrico corrispondente agli estremi di un *dipolo* costituito da un conduttore AB lungo metri uno, al quale sia stata applicata l'energia. Il valore di 0,707 del massimo d'intensità di campo corrisponde ai due punti A e B posti ai lati dell'asse del lobo principale di radiazione dell'antenna nei quali il voltaggio è appunto 0,707 (vedi figura 8) e l'angolo compreso fra le due semirette aventi l'origine nel centro del dipolo e passanti per detti punti costituisce l'*apertura* dell'antenna. Poiché $P = V^2, R$ potremo anche scrivere:

$$P_r = E_r^2 \ = (0{,}707)^2 \ = 0{,}5$$

Da ciò si ricava che l'*apertura* dell'antenna corrisponde ai punti dove il segnale ha metà potenza.
Il conduttore AB lo immaginiamo con l'asse nella direzione medesima del campo elettrico, ma perpendicolare al campo magnetico e posto a 90° rispetto al fronte d'onda. Poiché, come abbiamo già detto, la velocità di propagazione è di 300mila km al secondo, l' intensità di campo si comporta come quella di un'onda luminosa e varia con il *quadrato della distanza,* naturalmente, restando inversamente proporzionale a quella grandezza. Se infatti assumiamo come campione un radiatore *isotropico,* cioè un' antenna che irradia

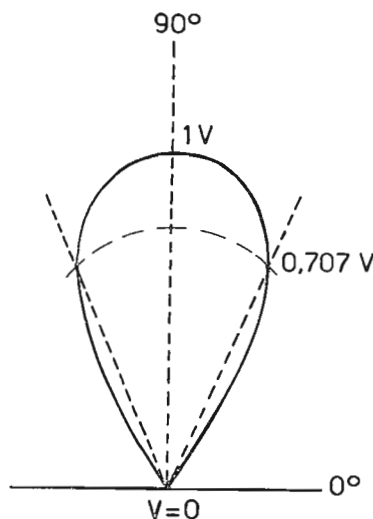



Figura 8

Apertura di un dipolo e potenza del segnale.

omnidirezionalmente rispetto ad una sfera di cui esso occupa il centro (esiste soltanto come concetto matematico e, nella realtà, possiamo immaginare che sia il sole) e poniamo il raggio di questa sfera immaginaria $r = 1$, avremo che l'energia captata alla distanza del raggio dovrà illuminare tutta la zona x della superficie sferica e quindi:

$$x = 4 \pi r^2 = 4 \pi$$

Ponendo invece $r = 2$ noi avremo:

$$x = 4 \pi r^2 = 4 \pi (2)^2 = 16 \pi$$
$$16 \pi : 4 \pi = 4$$

Da ciò si nota subito come, mentre la distanza $D = r$ diventa doppia, l'area coperta dalla energia irradiata diventa quadrupla e la intensità di campo (per mq di area) minore. Quindi il *campo indotto* è inversamente proporzionale al quadrato della distanza e l'energia si annulla dopo breve distanza dall'antenna, cioè:

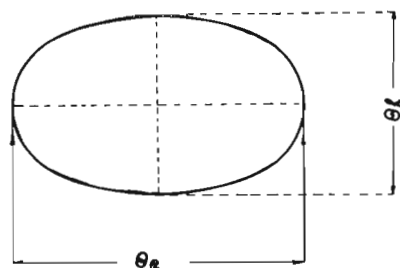
$$\varepsilon = \frac{1}{d^2}$$

Al contrario, poiché $W = V^2/R$ (essendo $R = V/I$; $W = VI$; $I = V/R$ e, sostituendo, $W = V^2/R$) noi avremo che, ponendo $R = 1$ (aria), la potenza irradiata espressa da V^2 è inversamente proporzionale al quadrato della distanza, cioè: $V^2 = 1/D^2$ da cui: $\sqrt{V^2} = \sqrt{1/D^2}$; $V = \frac{1}{D}$

cioè: $\varepsilon = \frac{1}{D}$

Quindi, a differenza del campo indotto, il *campo di radiazione,* pur attenuandosi di molto, come abbiamo visto, con l'aumentare della distanza, persiste, anche se debole, a grande distanza dal trasmettitore e riesce a generare nell'antenna ricevente una corrente indotta che, amplificata e rivelata, ci dà la possibilità di captare la notizia o il suono trasmessi. Se poi di un'antenna è nota l'*apertura,* noi possiamo fissare sulla carta l'*ellisse di cattura* del segnale, cioè quella parte della superficie sferica « servita » da un dipolo posto al centro della sfera medesima e calcolare il *guadagno* di una antenna direzionale. Tenendo presente che il guadagno di un dipolo su un radiatore *isotropico* è 1,64, indicando con *G*

il guadagno e riferendoci alla illustrazione di cui alla figura 9, avremo:

Figura 9

$$G = \frac{4\pi}{\pi \dfrac{\Theta_e \; \Theta_h}{(114{,}59)^2}} = \frac{52525}{\Theta_e \; \Theta_h} = \frac{52525}{(1{,}64)\; \Theta_e \; \Theta_h} = \frac{32027}{\Theta_e \; \Theta_h}$$

1.d - Propagazione dell'onda radio

Poiché l'onda radio si comporta come quella luminosa, una volta che si è allontanata dall'antenna trasmittente può benissimo proseguire il suo cammino (sempre in *linea retta* nel senso del fronte d'onda) verso l'antenna ricevente in tre modi:

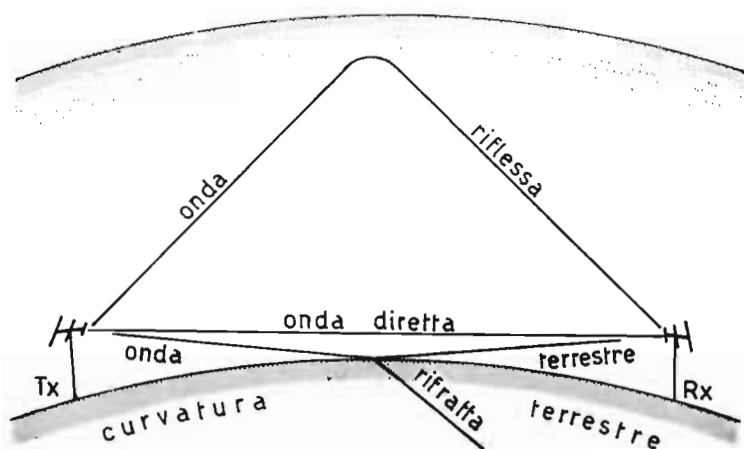



Figura 10

a) come onda riflessa dalla terra o *onda terrestre* (immaginando ad esempio, l'antenna verticale alla terra, la quale ultima funzionerebbe da conduttore negativo);

b) come *onda diretta* fra due antenne che « si vedono » (a portata ottica, anche se molto distanti e, quindi, invisibili a occhio nudo);
c) come *onda riflessa* dalla ionosfera, detta in inglese *sky-wave* (*onda celeste*), viaggiante nello spazio occupato dall'aria ed in quello cosmico;
d) come *onda risultante* da una o diverse componenti di cui alle lettere precedenti.

1.e - Onda terrestre

Ia propagazione sotto forma di onda terrestre deve tener presente, fra le altre cose, la natura e la diversa conduttività del terreno, nonché il fatto che una parte dell'energia viene assorbita o rifratta nel terreno stesso (vedi figura 10). Pertanto, le perdite sono tante che questo modo di propagazione diventa utile se si usano delle frequenze basse a limitata distanza (in genere le onde *lunghe* e *medie* delle varie stazioni radio nazionali ed estere che sfruttano questo tipo di propagazione, servendo un' area fino alla distanza di 1500 km), nonché forti potenze (molti chilowatt).

1.f - Onda diretta

Sia che venga considerata da sola che come una delle componenti dell'onda terrestre, essa è a *portata ottica,* o meglio, si limita a coprire una distanza che va oltre l'orizzonte ottico soltanto di poco, se si tenga conto appunto della leggera diffrazione atmosferica lungo l'arco di curvatura della terra. Naturalmente, l'*altezza* a cui viene posta l'antenna determina un dato orizzonte e quindi contribuisce a determinare la distanza a cui è possibile ricevere il segnale. Se aumentiamo l'altezza dell'antenna trasmittente o di quella ricevente o di entrambe, noi allarghiamo l'orizzonte, indi la estensione circa la possibilità di collegamenti a portata ottica (i quali interessano le *VHF* e le *UHF*), la quale è calcolabile con la formula:

$$D = 4{,}1 \sqrt{h}$$

in cui: D = distanza dall'orizzonte in miglia
h = altezza dell'antenna dal suolo in piedi

oppure servendosi del seguente nomogramma:

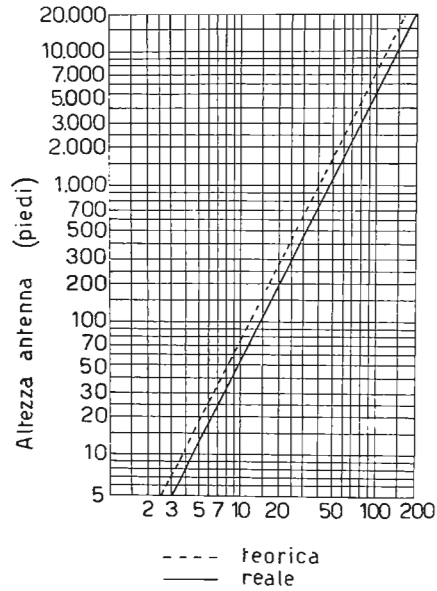



Figura 11

Distanza ottica in miglia.

Nel caso discusso or ora (onda diretta), la potenza del segnale irradiato varia in ragione inversa della distanza e con l'aumentare della frequenza; l'intensità di campo, quindi, subisce una attenuazione (il cui valore può ricavarsi dal grafico di cui alla figura 12),

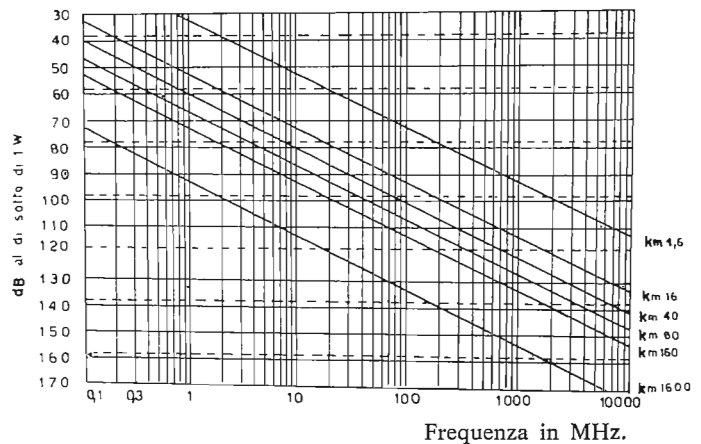



Figura 12

Attenuazione per 1 W
di potenza irradiata
e ricevuta da un dipolo $\lambda/2$.

nonché una possibile rifrazione, specie se la frequenza di trasmissione è molto alta. L'unità di misura della intensità di campo è il *decibel.* Però detta misura e, conseguentemente, il calcolo dell'attenuazione del segnale, risultano alquanto complicati.

Noi effettuiamo detta misura in maniera piuttosto semplice, calcolandola come *valore relativo* rispetto ad un'altra grandezza; paragoniamo cioè l'intensità di campo (e quindi il guadagno in decibels) di un'antenna qualsiasi in discussione a quella di un dipolo semplice a mezza onda e affermiamo che: l'antenna qualsiasi x ha un guadagno di y decibels rispetto ad un dipolo semplice risuonante alla stessa frequenza, e misuriamo naturalmente detto guadagno nella direzione della irradiazione del segnale che risulta come la migliore.

Quindi il decibel non è altro che un rapporto fra grandezze, o meglio, una unità di misura valida quando sia già stata fissata la grandezza di riferimento (nel caso discusso: un dipolo).

Pertanto, il *decibel è uguale a dieci volte il logaritmo in base dieci (o comune) della potenza del segnale di un'antenna rispetto a quella di un dipolo semplice,* cioè:

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$$

in cui: P_1 = potenza del segnale dell'antenna considerata
P_2 — potenza del segnale del dipolo

Ma poiché precedentemente abbiamo anche stabilito che la intensità del segnale o potenza è una grandezza misurata in volt, noi potremo anche scrivere:

$$dB = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2}$$

La figura che segue (figura 13) illustra e dà il valore in decibel, sia in termini di potenza che di voltaggio.

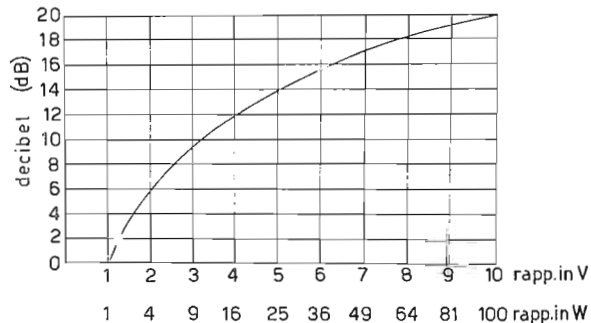



Figura 13

Con il grafico di cui sopra noi possiamo calcolare, una volta sostituita l'antenna direzionale con un dipolo semplice, il vero rapporto di potenza e, quindi, di segnale, cioè la vera misura del guadagno in decibel.

A questo punto occorre aggiungere che nelle antenne direzionali, la irradiazione del segnale avviene in modo che questo occupi un certo spazio, che nel caso concreto è sempre più grande della dimensione fisica dell'antenna. Esso viene detto *apertura* dell'antenna ed è facile dedurre come questo fattore sia strettamente legato alla caratteristica della *direttività* e *guadagno,* in quanto sta a determinare appunto la superficie di estensione o di presenza del segnale al punto di ricezione.

È di capitale importanza, allora, che il guadagno avvenga soltanto in una direzione, possibilmente, perché agli effetti della direttività e apertura, la irradiazione ai lati e al di dietro dell'antenna, o meglio, della direzione considerata come la migliore, rappresentano solo delle inutili perdite. Pertanto, accanto alle due su menzionate caratteristiche, deve anche porsi quella del *rapporto avanti-indietro* di un'antenna, anch'esso misurato in decibel (in inglese si dice: Front to back Ratio e si scrive *F/B Ratio*).

Ad ogni modo, esiste una minima intensità del segnale perché questo risulti intelligibile. Essa viene chiamata « *potenza richiesta all'ingresso del ricevitore* ». Come tale, essa dipende da vari fattori (di cui alcuni già discussi) come: a) la distanza; b) il tipo del ricevitore che uno possiede; c) il rumore generato all'interno di quest'ultimo dalle valvole amplificatrici, e che può anche superare la potenza del segnale ricevuto; d) il rumore generato dalle condizioni atmosferiche locali (statica); e) il tipo di modulazione usato in trasmissione; f) l'ora del collegamento; g) l'epoca stagionale in cui questo avviene; h) l'esistenza o meno di altre cause disturbatrici (motorini elettrici nelle vicinanze e via discorrendo).

Tralasciando i disturbi dovuti a cause atmosferiche o cosmiche, di cui si discuterà più avanti, è necessario qui considerare che la potenza del segnale in μV, perché esso sia intelligibile, deve assolutamente superare quella del rumore interno del ricevitore.

Per un segnale modulato al 100%, la potenza all'entrata di un buon ricevitore che possegga una bassa figura di rumore dev'essere di almeno *2* μV. Ne consegue quindi un rapporto segnale-rumore che sarà:

$$\text{Rapporto ideale del sistema} = \frac{\text{Potenza del segnale di cui si dispone}}{\text{Potenza del rumore dell'apparato di cui si dispone}}$$

per cui:

$$\text{Rumore} = \frac{\text{Cifra significativa del rapporto segnale -disturbo in un ricevitore ideale}}{\text{Cifra significativa del rapporto segnale -disturbo nel ricevitore che si possiede}}$$

È possibile allora, valendosi della tabella di cui alla figura 14, ottenere la cifra corrispondente alla perdita netta in dB da parte di un segnale trasmesso,

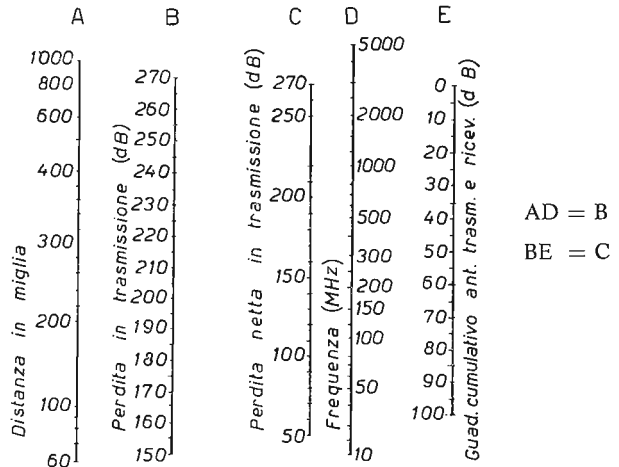



Figura 14

e, una volta ottenuta la cifra corrispondente al valore della perdita netta in dB, si possono ricavare dalla tabella di cui alla figura 15 le caratteristiche che debbono essere possedute da due stazioni perché fra esse sia possibile un collegamento in VHF (Very High Frequency = Frequenza molto alta).

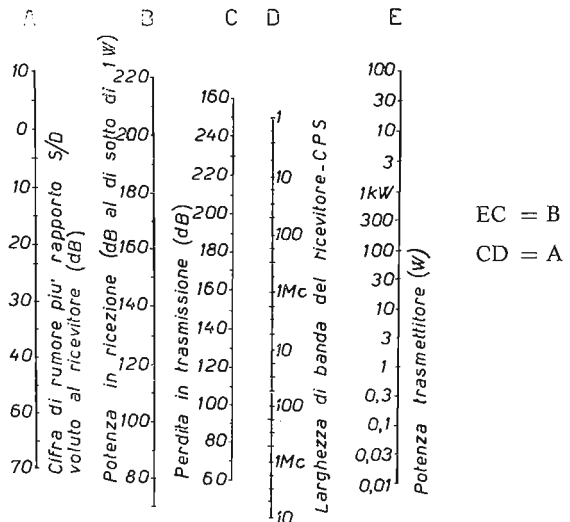



Figura 15

Procedimento:

Tener presente la figura 14.

1) Uniti i punti corrispondenti alla frequenza di trasmissione (colonna D) e alla distanza (colonna A) con una retta, si ottiene (sulla colonna B) il valore corrispondente alla perdita lorda in dB.

2) Unendo questo punto trovato su B con il guadagno delle due antenne (colonna E) si ottiene in C il valore corrispondente alla perdita netta in dB.

Si passa allora alla figura 15.

3) Si uniscono i punti corrispondenti ai valori della potenza in watt del segnale trasmesso (colonna E) e della perdita netta ottenuta in figura 14 (colonna C). Congiungendo questi due punti, la retta intersecherà nella colonna B il valore in dB al di sotto di un watt presente al ricevitore. Unendo con una retta questo punto appartenente a B con il valore corrispondente sulla colonna D alla larghezza di banda del ricevitore, si ottiene il rapporto segnale-rumore (colonna A). Quindi, sottraendo da questo numero il valore corrispondente al rumore del ricevitore che si possiede, si ottiene la potenza del segnale e, paragonandola alla figura del rumore del ricevitore, si sa se detto segnale può essere o no udibile.

Soltanto seguendo questa maniera razionale nel fare le cose, ci è possibile di evitare di brancolare nel buio o di credere che i nostri apparati non funzionino, allorché non riusciamo a fare un collegamento (a parte il QRM generato dai « grossi calibri » oppure da coloro che pensano di essere i soli ad esistere o a dover esistere).

1.g - Onda riflessa

(vedi: Ionosfera)

1.h - Ionosfera

La nostra terra non è circondata completamente dal vuoto, ma da un grande involucro d'aria detto *atmosfera,* distinta a sua volta in *troposfera* (dalla crosta terrestre fino a 16 Km di altezza, con temperatura da più 15° a meno 55° C), *stratosfera* (da 16 km a 80 km, con temperatura da meno 55° a 0°, poi a più 50° e infine di nuovo sotto zero a 75°), *ionosfera* (da 80 km a 180 km e più, con temperatura da meno 75° a più 1000° C) ed *esosfera* (oltre i 480 km).
Per un raggio di circa 480 km, questa grande massa d'aria, che va rarefacendosi sempre più man mano che ci si allontana da terra, costituisce uno spesso involucro le cui molecole sono continuamente esposte all'incessante bombarda-

mento di tutti i *raggi cosmici* che compongono lo spettro solare, onde una continua pioggia di elettroni allo stato libero, in moto alla velocità della luce. In mancanza di questa specie di membrana protettiva posta attorno a noi sin da quando il mondo incominciò e la vita apparve sulla terra, i suddetti raggi cosmici giungerebbero sulla crosta terrestre con tutta la loro energia e vi distruggerebbero qualsiasi forma di vita, così com'è ora la nostra. Al contrario, nell'attraversare la fascia protettiva costituita dall'atmosfera, essi *incontrano i gas che compongono l'aria,* segnatamente quelli non inerti: l'idrogeno (H) e l'ossigeno (O) *proprio in una zona di minore pressione* (ionosfera), cioè esattamente laddove sono maggiormente suscettibili di ionizzazione. *Le molecole ionizzate* lasciano liberi gli elettroni che si spostano però in maniera diversa, a seconda della radiazione solare entro la fascia atmosferica e, prima di ricombinarsi con uno ione positivo, *si trovano in uno stato tale da essere suscettibili d'essere messi in oscillazione,* se colpiti da energia a radiofrequenza.
Abbiamo cioè la formazione di strati diversamente ionizzati intorno alla terra, non certo con limiti ben definiti e costanti, che si sovrappongono l'un l'altro, restando differenziati in densità, a seconda della loro altezza (man mano che ci si allontana dalla superficie terrestre) e del variare della radiazione solare, la quale ultima si affievolisce con il progredire della penetrazione dei raggi cosmici nell'atmosfera, annullandosi poi del tutto al calar della notte. In concomitanza del buio, noi abbiamo quindi un abbassarsi del livello di ionizzazione in una metà della sfera terrestre (appunto in assenza della luce solare) e quindi il determinarsi di una maggiore uniformità tra i vari strati che, per una profondità che va dai 250 ai 480 km circa, si confondono in un unico strato più debolmente ionizzato, detto strato F.
I segnali radio di frequenza molto alta (*VHF*) attraversano questo strato senza possibilità alcuna che vengano riflessi da esso sulla terra e si perdono nello spazio; quelli invece a frequenza molto bassa (*VLF* = Very Low Frequency) non riescono a superare la sua spessa barriera e vengono riflessi sulla terra: è appunto l'ora in cui le varie gamme di frequenza dei nostri comuni apparecchi radio sembrano essere stati toccati da un soffio misterioso ed invisibile che li ridesta; è l'ora del « notturno dall'Italia », del caro richiamo per colui che naviga solitario, lontano dalla propria terra.
Detti strati, considerati rispetto alla loro distanza dalla crosta terrestre, nonché alla loro densità, sono chiamati:

Strato	*D*	(da 45 a 90 km)
»	*E*	(da 90 a 145 km)
»	*F*	(da 145 a 400-480 km)

Lo *strato D* è il meno ionizzato degli altri, e quindi non ha la capacità di piegare le onde radio ad alta frequenza che, al contrario, vi soffrono, attraversandolo, un'attenuazione della loro intensità di campo. Questo strato è ben marcato durante l'escursione diurna del sole e varia naturalmente di intensità con il variare dell'altezza del medesimo (intensità massima a mezzogiorno e decrescente sino a cessare del tutto durante la notte, quando gli atomi si sono ricombinati).

Lo *strato E* presenta una ionizzazione molto più densa di quella dello strato D, ed è quindi capace di riflettere sulla terra le onde ad alta frequenza che lo colpiscono. Pertanto, le onde radio fino a 20 MHz di frequenza interessano da vicino questo strato, al quale si deve la possibilità di realizzare dei collegamenti radio fino ad una distanza di circa 2400 km. Per il resto, esso si comporta come lo strato D e viene a mancare quando la luce del sole non c'è più.

Lo *strato F* è quello strato di ionizzazione che si estende dai 145 ai 400 km e più circa. Durante le ore di escursione diurna del sole, questo strato si suddivide in due substrati, noti come F_1 (limitato da 145 a 250 km) ed F_2 (da 250 a 480 km).
Questo secondo strato F_2, più esterno e quindi più ionizzato di tutti gli altri, è quello che interessa maggiormente le comunicazioni radio ad onde corte, perché, data la intensa ionizzazione esistente fra le molecole che lo compongono e la lenta velocità di ricombinazione degli elettroni alla sparizione della luce dopo il tramonto del sole, mostra una variazione piuttosto costante della propria ionizzazione. Ciò rappresenta uno dei fattori più importanti che interessano la riflessione delle onde elettromagnetiche sulla terra: infatti, più alta è la intensità di ionizzazione, più alta è la frequenza che può essere riflessa.
Tenendo presente questa caratteristica (oltre all'altezza dei vari strati, anche essa dipendente dall'escursione diurna del sole e, conseguentemente, dalle stagioni), noi non solo possiamo stabilire per ogni strato la frequenza critica di cui, meglio che di ogni altra ad essa vicina, è possibile la riflessione sulla terra e, quindi, alla quale è meglio comunicare, ma è addirittura possibile calcolare quali sarebbero le variazioni stagionali negli strati della ionosfera e disegnare così una carta che ci predica dette variazioni e, naturalmente, la frequenza critica, il giorno e l'ora in cui è possibile trasmettere a quella data frequenza, certi di poter realizzare un collegamento sicuro.
Però vi sono tanti altri fattori importanti che occorre tener presente per determinare la possibilità di un collegamento, anche essi strettamente legati, comunque, alla situazione degli strati.

Detti fattori sono: a) *l'angolo d'incidenza* del fronte d'onda; b) le *stagioni* e le *macchie solari.*

a) Se l'onda elettromagnetica colpisce lo strato ionizzato ad un angolo d'ampiezza tale che il fronte d'onda risulta pressoché verticale rispetto allo strato ionizzato (essendo la curvatura « molto piatta » la possiamo considerare come un « piano orizzontale ») l'onda elettromagnetica lo attraversa e passa oltre nello spazio cosmico. Al contrario, se l'angolo d'incidenza si allontana sempre più dal valore di 90°, la riflessione sulla terra diviene sempre più possibile; anzi, tanto più basso è il valore dell'ampiezza dell'angolo d'incidenza, tanto più grande è l'ampiezza del « salto » (in inglese: *skip,* cioè l'angolo consecutivo all'angolo d'incidenza e a quello di riflessione) o angolo i cui lati passano per i punti ove sono il Tx e l' Rx, come dalla figura 16.

Θ = Angolo di radiazione o d'incidenza

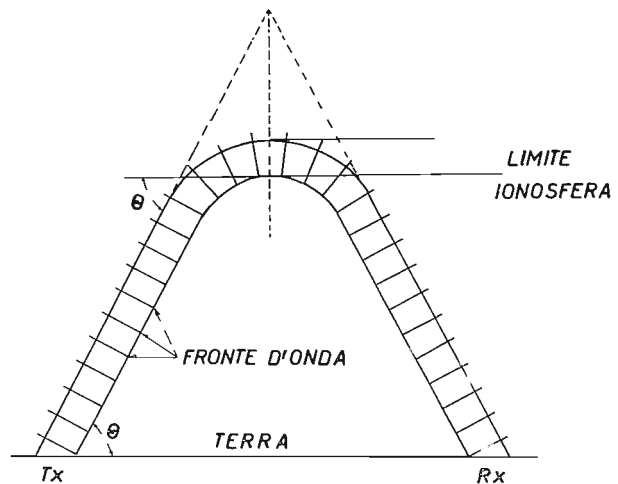



Figura 16

Riflessione dell'onda mediante la inosfera.

b) Con il cambiamento della posizione del sole rispetto alla ellittica di rivoluzione intorno alla terra, anche la ionizzazione negli strati dell'atmosfera cambia. Risulta più grande in estate, data la più lunga escursione diurna del sole, eccetto che per lo strato F_2, la cui ionizzazione risulta molto più intensa d'inverno, verso mezzogiorno, in dipendenza della grande vicinanza del sole alla terra.
Detti cambiamenti interessano per lo più le bande dei 40 e dei 20 metri. Durante la giornata poi, la *MUF* (Massima Usabile Frequenza) aumenta di valore e sono possibili dei DX sui 15 e 20 m.

La ionizzazione più intensa corrisponde anche al periodo di massima attività solare, la quale è contemporanea all'apparizione di un maggior numero di *macchie solari.* Detto aumento (o diminuizione) di macchie solari si ha durante un periodo di tempo di 11 anni, detto appunto *ciclo delle macchie solari.*
Gli scienziati, osservando le variazioni delle tempeste solari alla superficie dell'astro che ci dà la vita, hanno notato che esse danno origine alle cosiddette macchie, le quali variano e si spostano unitamente al sole durante la sua rotazione, al che va aggiunto anche lo spostamento dovuto alla nostra rotazione. Dette macchie sono visibili al telescopio (anche un riflettore da 10 cm circa di obiettivo e 18 mm di oculare), dopo averlo munito di relativo filtro adatto, altrimenti il meno che possa capitare è di diventar ciechi all'istante.
Se ne vedono molte di macchie ogni 11 anni e, quindi, si hanno dei periodi di tempo in cui se ne contano tante e tante, e periodi di cui se ne osservano poche.
È pertanto possibile calcolare una media mensile corrispondente ad un numero che, fissato sull'asse delle ordinate, ci permetta di disegnare l'andamento del ciclo solare, avendo posto sull'asse delle ascisse il numero degli anni come da figura 17.

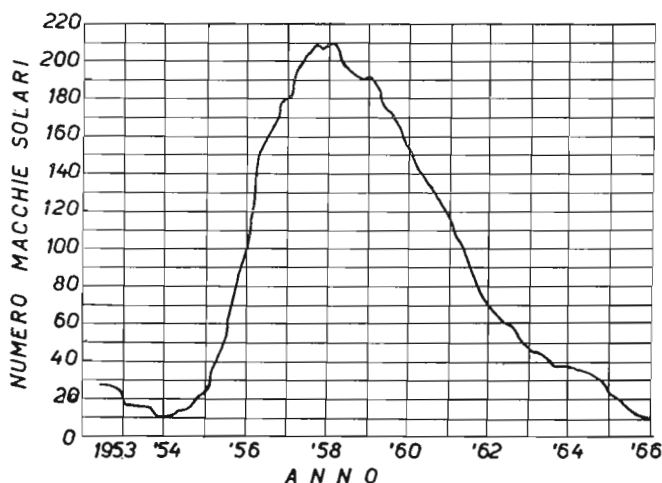



Figura 17

Grafico del ciclo solare terminato nel 1964.

Con l'aumentare del numero delle macchie, aumenta anche la radiazione dei raggi ultravioletti e quindi l'intensità della ionizzazione, oltre che il valore della frequenza critica. Come abbiamo già detto, sono possibili i collegamenti sulle bande dei 15 e 10 m, prima totalmente mute.

Si possono anche tentare dei DX sulla banda degli 80 m, mentre quelle dei 40 e dei 20 m presentano una migliore propagazione. Specialmente di giorno, risulta aperta la propagazione lungo l'arco Nord-Sud (per noi dalla Norvegia fino alle regioni più meridionali dell'Africa) e, durante l'inverno, la banda dei 10 metri è completamente aperta. In questo periodo, che potremmo chiamare « aureo » per il radioamatore (dico così perché a furia di stare più tempo vicino agli apparati si consuma più energia elettrica e aumenta la resistenza ohmmica della bolletta della luce), la frequenza massima usabile (MUF) è molto alta di valore, ed è una delizia star seduti davanti agli apparecchi della nostra stazione. Quindi, quando le macchie solari sono più numerose, la propagazione risulta migliore e le comunicazioni radio a onde corte sono più facili.
Altri fattori che concorrono o possono comunque modificare la situazione degli strati ionizzati e, quindi, la propagazione delle onde radio sono:

1) La esistenza di *nubi ionizzate* al di sopra dello strato E o in esso, le quali possono permettere le comunicazioni radio a frequenze anche superiori ai 60 MHz.

2) L'aumento di radiazione di *raggi ultravioletti,* i quali fanno aumentare improvvisamente la ionizzazione in tutti gli strati (questo fenomeno viene detto in inglese *SID* e significa Sudden Ionospheric Disturbance = Improvviso Disturbo Ionosferico).

3) Le improvvise *tempeste* nella ionosfera distruggono la regolarità della stratificazione in essa medesima e causano il fading (evanescenza, affievolimento) del segnale e, comunque, una irregolarità di propagazione, con un conseguente abbassamento della MUF. Questi disturbi sono però più evidenti ai Poli (aurora boreale) che all'equatore, e spariscono a poco a poco entro pochi giorni.

4) La riflessione anormale da parte della ionosfera, dovuta essenzialmente alla *irregolarità negli strati,* rispetto alla loro altezza e densità, specie anche a causa dei fattori di cui ai numeri 1 e 3.

Ad ogni modo, è sempre possibile studiare costantemente la ionosfera con l'ausilio di adatta strumentazione e mediante una rete di stazioni preposte a questo scopo, e predire con un anticipo di tre-quattro mesi la propagazione radio (cioè la MUF e i giorni e l'ora di ottima propagazione), specie tenendo presente l'attività solare.

Negli Stati Uniti d'America, esistono degli Uffici che sono appunto incaricati di preparare delle vere e proprie mappe di propagazione, ed esistono dei libri che insegnano come leggere queste mappe (vedi la bibliografia) che vengono inviate, a richiesta, sotto forma di bollettino periodico concernente la propagazione, con un anticipo di tre mesi. Detto bollettino CRPL Series D - « Basic Radio Propagation Predictions » può essere chiesto all'ufficio del Superintendent of Documents - U.S. Government Printing Office, Washington 25 D.C. USA - e costa: una copia: 15 centesimi di dollaro; abbonamento annuale: dollari 1,50.

1.i - Propagazione tramite la ionosfera

Precedentemente abbiamo accennato all'onda riflessa dalla ionosfera, come a uno dei mezzi per inviare un segnale dalla stazione trasmittente a quella ricevente, situata a grande distanza dalla prima (4000-5000 km), come se nell'atmosfera esistesse una speciale linea di guida per il trasferimento delle onde elettromagnetiche. Abbiamo anche considerati i vari fattori che influenzano questo viaggio aereo.
Ora cercheremo di analizzare più dettagliatamente quanto accennato precedentemente (angolo d'incidenza ecc.), valendoci della illustrazione che segue (figura 18).

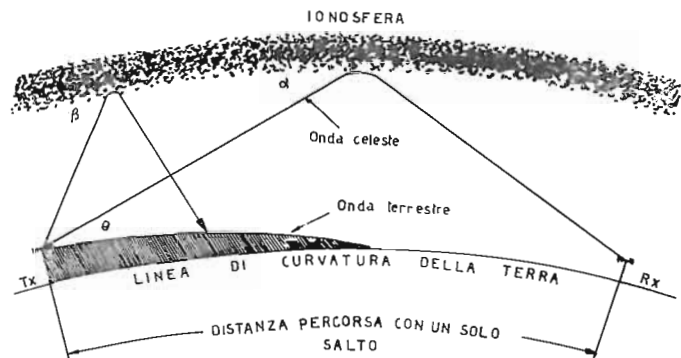



Figura 18

La zona tratteggiata lungo la linea d'orizzonte rappresenta l'arco della crosta terrestre interessata dall'onda terrestre. Se il salto compiuto dall'onda celeste di angolo β è minore o uguale alla estensione di detta zona, è possibile che le due onde (onda celeste e onda terrestre - Sky - wave e ground - wave, in inglese), magari con intensità di campo pressoché uguale, si possano trovare o meno in relazione di fase e quindi sommarsi o cancellarsi a vicenda. Ne conseguirà l'aumento o la diminuizione del segnale o, nella seconda ipotesi, una propagazione scarsa.

Il « salto » compiuto invece dall'onda di angolo α [sempre tale in funzione: a) della frequenza; b) dell'altezza e densità dello strato; c) dell'*angolo di radiazione,* uguale a quello d'*incidenza,* teoricamente, perché alterni interni] è molto più ampio e ci dà la possibilità di realizzare il collegamento radio anche con una stazione situata a grande distanza. Anzi, può capitare che l'onda riflessa sulla terra venga nuovamente inviata verso la ionosfera, indi riflessa nuovamente e così di seguito, in modo da fare due, tre, più salti e coprire distanze impensate (vedi figura 19).

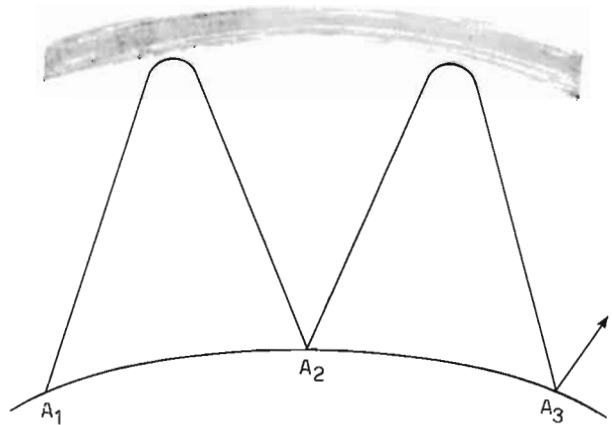



Figura 19

Pertanto, una medesima stazione ricevente può captare lo stesso segnale, sia orientando l'antenna direzionale verso Ovest che verso Est, a seconda della migliore ricezione, e quindi ricevere il segnale da un lato tramite un'onda celeste di un solo salto, e dall'altro per mezzo di un'onda riflessa successivamente con parecchi salti.

1.l - DX Vengono chiamati così i collegamenti a grande distanza o rari per questa ragione (Long Distance QSO), i quali sono strettamente legati alla propagazione di onde a riflessione plurima (a parecchi salti), per cui occorre tener presente fra l'altro due fattori importanti:

a) la scelta della MUF;

b) *l'antenna con basso angolo di radiazione.*

Infatti, diminuendo i salti, diminuisce anche il numero delle riflessioni e, quindi, delle eventuali perdite di energia per assorbimento del segnale, con conseguente indebolimento del-

la potenza del medesimo. Irradiando, per esempio, con un angolo di radiazione di 35°, noi riusciamo a realizzare un « salto » molto lungo, essendo molto basso l'angolo di radiazione e molto ampio l'angolo del « salto » (180° — (35° x 2) = 110°. Con un angolo meno ampio di 35°, ancora meglio. Occorre tener presente tuttavia che a causa della riflessione e rifrazione nella ionosfera in condizioni talvolta irregolari, può avvenire che l'angolo di radiazione e quello di ricezione (uguale a quello di riflessione perché alterni interni) non risultino della medesima ampiezza; come pure, alle grandi distanze, dopo vari salti e, comunque, la riflessione e la rifrazione nella ionosfera, non sempre un'onda polarizzata orizzontalmente giunge così polarizzata all'antenna ricevente.
Comunque, noi cercheremo sempre di considerare questi fattori quando progetteremo il sistema di antenne per la nostra stazione.
Anzi, è bene aggiungere a questo punto che è lecito assumere che esista un ottimo angolo d'incidenza per una data frequenza in un certo tempo, per cui l'onda venga riflessa in modo tale da raggiungere « quel » dato punto sulla terra, e quello solo.
Considerando l'arco della crosta terrestre interessata e l'arco corrispondente della ionosfera che lo specchia come se fossero due piani orizzontali e paralleli (data la grande distanza interessata, noi possiamo addirittura permetterci d'immaginare inesistente la curvatura della terra), e assumendo per *angolo di radiazione* θ quello avente per lati l'orizzonte e l'asse del lobo di radiazione principale dell'antenna, l'angolo con il quale si distingue il segnale in partenza è uguale a quello col quale il fronte d'onda tocca la ionosfera, indi a quello col quale lascia questa e a quello con il quale tocca nuovamente la crosta terrestre dopo il salto, almeno, come ho già detto avanti, in teoria.

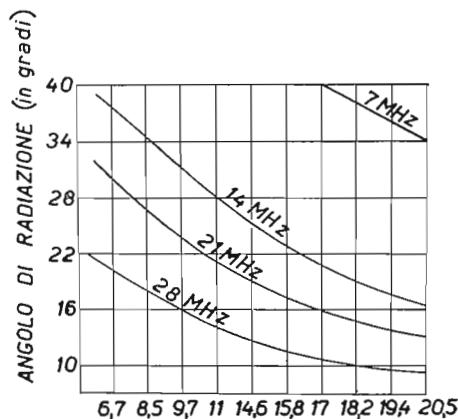



Figura 20

Altezza antenna dal suolo (in m.).

In pratica, data la rifrazione subita nella ionosfera, nonché le altre probabili e possibili deviazioni, l'ampiezza dell'angolo di radiazione non corrisponde necessariamente a quello con il quale il fronte d'onda incontra l'antenna ricevente (vedi figura 18). Quindi possiamo assumere che non esiste precisamente un angolo di radiazione che possa essere ritenuto ottimo per eccellenza. Inoltre, esso è sempre in funzione della frequenza di trasmissione (figura 20).
nonché dell'altezza dell'antenna ricevente e di quella trasmittente dal suolo, nello spazio libero da ostacoli. Infatti, essendo il segnale irradiato la somma dell'onda diretta (cioè proveniente direttamente dall'antenna specie nel caso di propagazione ottica) e di quella riflessa dal terreno, il vettore elettrico dell'onda di radiazione dipenderà anche, fra l'altro, dall'altezza dell'antenna dal suolo, nonché dalle caratteristiche del terreno sottostante e circostante, oltre che dalle variazioni nella ionosfera di cui si è parlato (figura 21).

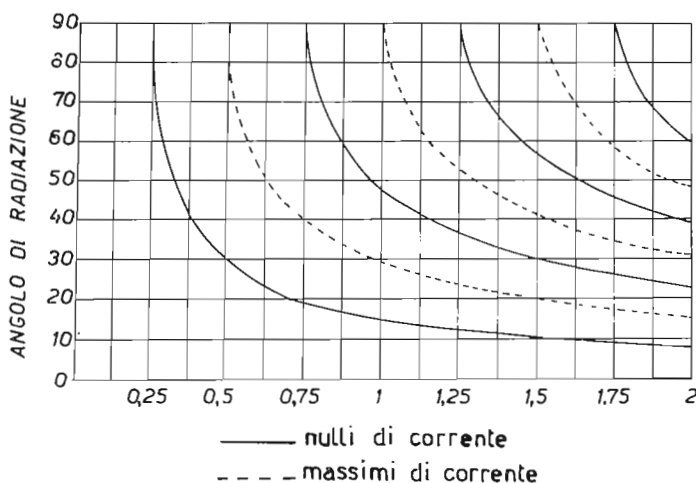



Figura 21

Altezza antenna dal suolo in frazione di λ

Quindi l'*altezza dell'antenna dal suolo influisce sull'angolo d'incidenza e di riflessione* α, cioè sull'angolo di radiazione, nonché sull'*apertura* dell'antenna e *direttività* del segnale poiché, a causa della minore o maggiore altezza dell'antenna, la componente riflessa dal terreno concorre: 1) a diminuire o aumentare la risultante intensità di campo (vedi figura 20); 2) a variare l'angolo di radiazione; 3) ad influenzare, variandoli, l'apertura e la direttività, oltre poi a far variare la *resistenza di radiazione* dell'antenna medesima. Pertanto, risulta alquanto difficile o, per meglio dire, fallace, misurare la intensità di campo nelle vicinanze dell'antenna.

Al contrario, dovremmo prima di ogni cosa essere certi che questa fosse realmente nello spazio libero, a parecchie lunghezze d'onda dal suolo, e che lo strumento di controllo non fosse influenzato dall'onda terrestre. Quindi anche quest'ultimo dovrebbe essere lassù nello spazio libero, e noi dovremmo stare a guardare le variazioni del suo indice con un binocolo da teatro. Tutto si può fare a questo mondo, ma non è facile, eccetto che per le antenne dei 2 metri. E allora, come fare?
È bene ricorrere al metodo consigliato da Herbert Johnson, W7GRA (1). Il metodo consiste nel disegnare sulla carta i lobi di radiazione dell'antenna, facendola ruotare di 360°. Ora, è facile dedurre che, annotando le variazioni dell'intensità di campo a dieci lunghezze d'onda di distanza dall'antenna (per comodità e per dare un esempio ho scelto dieci lunghezze d'onda), è possibile avere concretamente le caratteristiche dell'antenna in: direzionalità, apertura, intensità di campo, guadagno, rapporto avanti indietro e via dicendo (vedi « Appendice »).
Come si può constatare guardando il grafico ottenuto dopo aver effettuato le varie prove (figura 22), un'antenna direzionale non abbassa l'angolo di radiazione del lobo principale, rispetto a quello del dipolo, ma provvede soltanto ad irradiare più energia lungo l'asse di detto lobo.

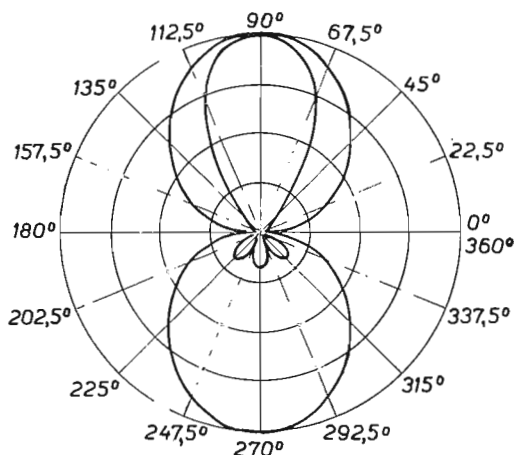



Figura 22

Diagramma di radiazione di un dipolo semplice (lobo esterno) e di una direttiva 5 elem. (lobo interno).

(1) Vedi: Quad Antennas - pagina 25.

Resta quindi inteso che per il DX è bene avere un'antenna con basso angolo di radiazione, in quanto esso rende possibile la formazione di un ampio « salto » (o di parecchi), mentre per collegamenti con stazioni vicine è bene avere un angolo di radiazione alto. E poiché l'altezza dell'antenna dal suolo *determina* più o meno l'ampiezza dell'angolo di radiazione, concludiamo che più alta è l'antenna, meglio è.
Un'ultima considerazione, prima di passare ad altro argomento: a parte il fattore denaro per innalzare un'antenna direzionale ad un'altezza, diciamo, di dieci metri, quindici metri, anziché di meno, c'è da considerare che poiché l'onda terrestre non si può propagare allo stesso modo della componente « celeste » del medesimo segnale, è lecito supporre che un'antenna situata a un quarto d'onda dal tetto o dalla terrazza delle nostre abitazioni, non causi la cancellazione del segnale, in dipendenza della opposizione di fase delle due componenti, specie poi nel caso di antenne direzionali con elementi eccitati e parassiti. Personalmente ho ottenuto buoni risultati con l'antenna direzionale a due elementi parassiti e con l'antenna « trombone » (di cui si parlerà in seguito) poste esattamente ad un quarto d'onda dal pavimento del terrazzo. Ma non sono circondato da altri fabbricati, né passano nei pressi fili di alta tensione.

CAPITOLO II

2.a - Il dipolo semplice

L'antenna può essere considerata come un *trasformatore di energia,* anzi, come un *adattatore d'impedenza* posto *fra Tx e spazio vuoto.* Essa trasforma l'energia a radiofrequenza (modulata o meno) generata dall'oscillatore a radiofrequenza in onde elettromagnetiche aventi la capacità di propagarsi nello spazio alla velocità della luce.
Essa rappresenta un *carico* applicato al Tx, nonché una fonte di energia inviata al Ricevitore (Rx).
L'antenna è costituita da un conduttore filiforme o tubolare (rame o duralluminio, bronzo fosforoso, ottone, acciaio ramato) che *rappresenta delle costanti distribuite d'induttanza, capacità e resistenza,* cioè un vero e proprio *circuito accordato* risuonante ad una determinata frequenza.
Il più corto circuito risuonante ad una data frequenza è costituito da un conduttore lungo mezza lunghezza d'onda ($\lambda/2$) chiamato *dipolo semplice* (fig. 23).

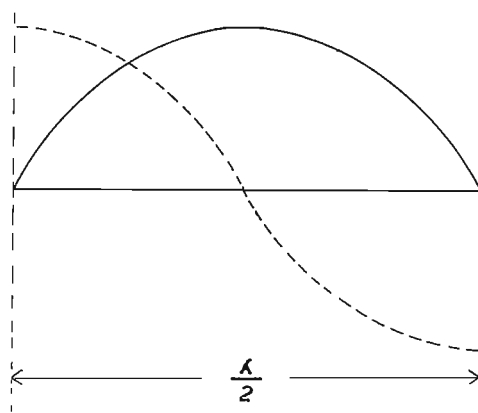



Figura 23
Dipolo a mezza onda

Se poi questo conduttore viene tagliato alla lunghezza di due mezze lunghezza d'onda [2 ($\lambda/2$) = λ] oppure di tre mezze lunghezze d'onda [3 ($\lambda/2$) = 3/2 λ], oppure di quattro mezze lunghezze d'onda [4 ($\lambda/2$) = 2 λ], allora l'antenna risuona alla *2da, 3za, 4ta armonica* rispettivamente, della frequenza di trasmissione.
Il *dipolo semplice rappresenta quindi il circuito risuonante più corto* che permetta ad una carica elettrica contenuta negli atomi del materiale che lo compone, di percorrere lo spazio da un estremo all'altro e tornare indietro al punto di partenza, nel tempo di un ciclo o Hertz (vedi figura 24).

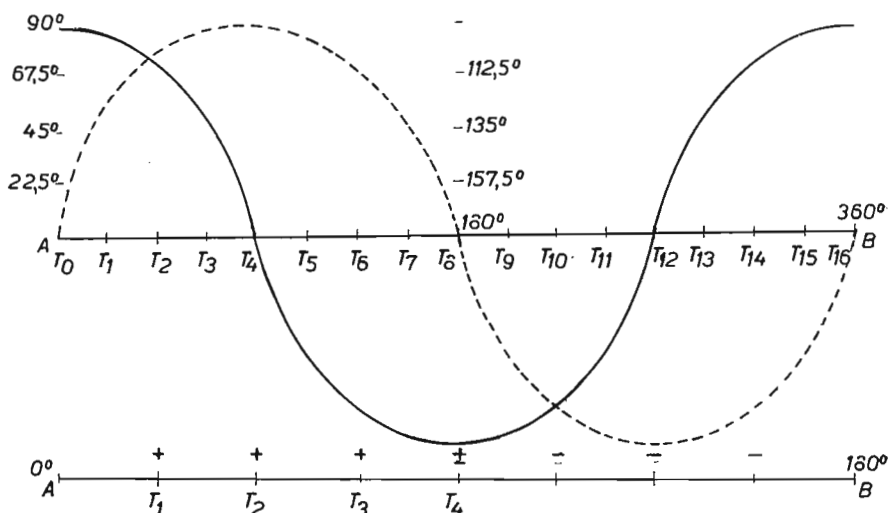



Figura 24

Al momento dell'inizio del ciclo, le cariche di segno opposto si trovano agli estremi A e B dell'antenna, per cui la differenza di potenziale fra esse (e quindi agli estremi) è massima. Mentre però la tensione è massima, la corrente è zero (non proprio completamente) e così, man mano che la prima diminuisce, questa aumenta.
In trasmissione, la tensione genera intorno al conduttore un campo elettrico, nel cui piano giace l'antenna secondo l'asse passante per gli estremi A e B; la corrente, invece, genera un campo magnetico. Viceversa, in ricezione, il campo elettrico genera nell'antenna ricevente un certo voltaggio e il campo magnetico una data corrente. Potremmo quindi considerare il dipolo anche come una specie di condensatore nelle cui armature, sotto carica, il voltaggio è sfasato di 90°

rispetto alla corrente. Quindi, poiché la corrente, la tensione, il campo magnetico e il campo elettrico sono tutti compresenti nel medesimo istante intorno all'antenna, naturalmente in presenza del segnale a radiofrequenza, secondo ben definite relazioni di fase, nel dipolo in parola si osserverà che quando la corrente è minima, la tensione sarà massima, e che quando il campo magnetico diminuisce, l'intensità del campo elettrico aumenta. E poiché anche in questo caso è valida la regola della mano sinistra, per quanto riguarda la direzione dei campi suddetti, al mutamento della polarità nell'onda a radiofrequenza corrisponde il cambiamento di direzione nel flusso della corrente e nella polarità del campo magnetico. Questo si ripete ad ogni mezzo ciclo, a meno che l'alimentazione da parte della sorgente a RF non venga a cessare.
Quindi intorno al dipolo noi abbiamo una continua oscillazione dei campi elettromagnetici, che generano intorno al conduttore un *campo d'induzione* nel quale essi sono sfasati di 90° nel tempo e nello spazio (sono cioè anche perpendicolari uno rispetto all'altro o ad angolo retto).

2.b - Onde stazionarie

La ragione per cui quanto abbiamo detto avviene è anche determinata dal fatto che la corrente, costituita dalle particelle cariche di energia che viaggiano sul conduttore, non appena queste raggiungono l'estremo B dell'antenna dopo essere partite da A, cessa di fluire. In questo istante, allora, s'induce una tensione, e quindi la corrente torna indietro. Intanto i cicli non sono cessati. Si genera allora un'*onda incidente* e un'*onda riflessa* lungo lo stesso conduttore. Queste due onde (due per la corrente e per la tensione, rispettivamente) possono rafforzarsi o meno, dando luogo ad una *onda risultante* che può essere maggiore o minore rispetto alle altre due (figura 25).

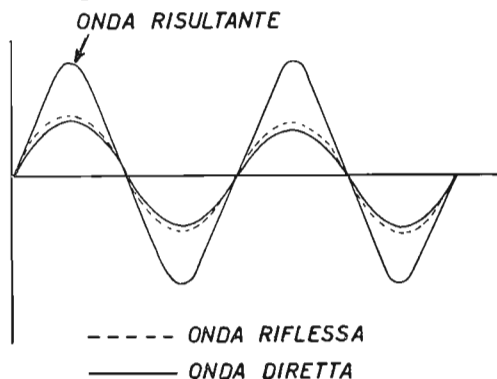



Figura 25

Comunque, i massimi e i minimi di corrente e di tensione di quest'onda risultante corrispondono a dei punti fissi sul conduttore, facilmente individuabili con l'ausilio di uno strumento (vedi ultimo capitolo) e di conseguenza è come se sul conduttore ci fossero delle onde stazionarie (figura 26). I punti corrispondenti ai minimi vengono detti *nodi* (di tensione o di corrente) e quelli che corrispondono ai massimi vengono detti *ventri*. Essi, come si è già detto prima, sono facilmente individuabili sia sul dipolo che su una linea, per mezzo di uno strumento che misuri la potenza effettiva (*0,707 Volt*) di picco del segnale di corrente alternata a RF, oppure accoppiando lascamente un Grid Dip Meter (vedi ultimo capitolo) all'antenna.

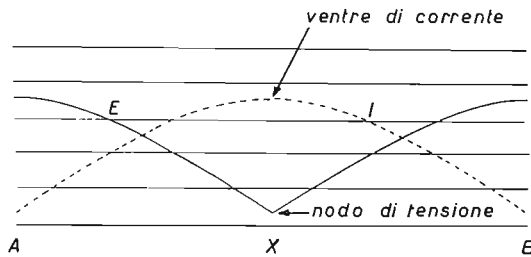



Figura 26

Corrente e tensione sul dipolo.

2.c - Impedenza del dipolo

Essendoci quindi una costante relazione tra corrente e voltaggio, e poiché il valore della resistenza (*R*) alla corrente alternata, detta appunto impedenza (*Z*), è dato dal rapporto *V/A*, noi possiamo *individuare il valore d'impedenza della antenna in qualsiasi punto del conduttore* di cui essa è formata, confrontando appunto il valore della tensione con quello della corrente in quel punto (figura 27).

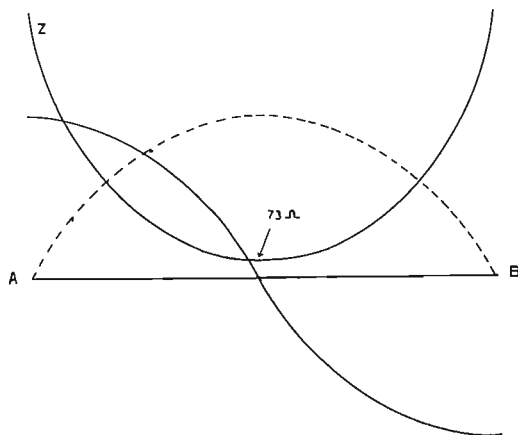



Figura 27

Relazione tra tensione, corrente e impedenza sul dipolo.

In realtà, l'antenna, oltre a presentare una vera e propria *resistenza ohmmica* (impedenza, alla RF), offre anche una *resistenza di radiazione,* e queste due si combinano per dissipare tutta l'energia a RF che giunge all'antenna dal trasmettitore. Ma, mentre la dissipazione di energia per radiazione noi la vogliamo quanto più alta possibile, quella in calore, dovuta alla resistenza ohmmica, la vogliamo quanto più esigua possibile.
Per fortuna, nel dipolo a mezza onda, la resistenza ohmmica è pressoché insignificante (valore 1), mentre la resistenza di radiazione (R_r) è alta.
Se l'antenna è tagliata esattamente a mezza onda e, quindi, risuona esattamente in fondamentale alla frequenza di trasmissione, alla R_r non si accompagna alcuna *reattanza* (X), anzi corrisponde l'impedenza al centro del dipolo (73 ohm). Soltanto la posizione dell'antenna nello spazio (distanza dal suolo, vicinanza o meno a costruzioni o altri oggetti ecc.) può farla cambiare.
È logico però che il cambiamento della frequenza di trasmissione fa si che l'antenna non risuoni più in fondamentale. Non solo. Anche se omettiamo di accertarci che l'antenna risuoni esattamente alla frequenza di trasmissione, siamo condotti alla medesima situazione: cioè all'introduzione di una *reattanza* (che sarà *induttiva* (X_l) se l'antenna risulta troppo lunga rispetto alla frequenza di trasmissione, e *capacitativa* (X_c), se è più corta). Purtroppo, la reattanza non è una resistenza, e quindi essa rappresenta una perdita in quanto questa non viene fornita affatto al carico (antenna).
Un'altra introduzione di reattanza capacitativa è causata dall'esistenza o meno di oggetti in prossimità dell'antenna, nonché degl'isolatori posti ai terminali del dipolo per reggerlo in aria ed isolarlo dai sostegni (*end effect*); e infine, anche il diametro del conduttore (cioè la sua sezione) interviene a modificare il rapporto di essa con la velocità di propagazione dell'onda a RF, in quanto la costante dielettrica non è più quella dell'aria (costante dielettrica dell'aria = 1).
Essendo $v = f\lambda$, se resta costante la frequenza, λ diventa una variabile dipendente da v, in quanto la velocità delle cariche elettriche in un conduttore grosso di diametro, costruito con un certo materiale, subisce una diminuzione specie alle *VHF* e *UHF* (Ultra High Frequency = frequenza molto alta). Pertanto, potremmo dire che, in un conduttore metallico, l'onda a RF subisce un certo ritardo, oppure, accade come se la lunghezza d'onda fosse stata diminuita (come quando si aumenta la frequenza) o l'antenna è diventata troppo lunga (ha cioè una reattanza induttiva). È necessario quindi, per non sbagliarsi, paragonare la lunghezza fisica dell'antenna col tempo necessario per il compimento di un ciclo a radio frequenza sull'antenna medesima, indipendentemente dal dielet-

trico, e perciò introdurre nel calcolo del dipolo dei fattori di correzione. Cioè noi abbiamo una lunghezza fisica diversa da una lunghezza elettrica della stessa antenna.

λ (lunghezza) elettrica corrispondente a 1 ciclo, cioè a 360°,

λ/2 corrispondente a 180° e così via.

Abbiamo quindi la relazione:

L (in gradi) = 360° x L (in lunghezza d'onda).

La figura 28 rappresenta una tabella di conversione della lunghezza di un'antenna ad onda intera o frazione di questa, in gradi elettrici.

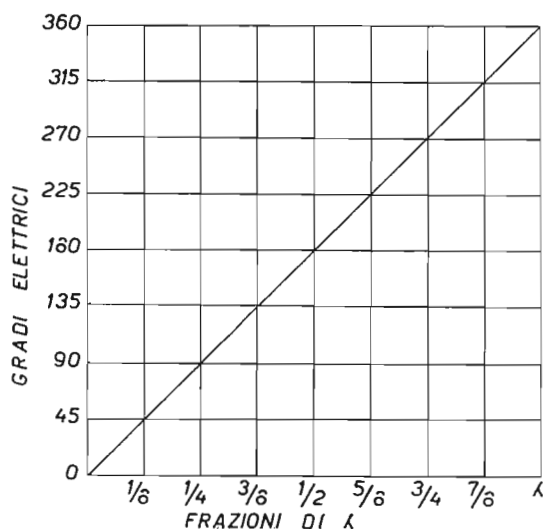



Figura 28

Possiamo concludere ora stabilendo che la risuonanza di un dipolo (180° elettrici) alla frequenza di trasmissione, viene determinata dal rapporto (*M*) tra lunghezza fisica e diametro del medesimo (vedi figura 58). Per un buon comportamento dell'antenna alla frequenza da noi prestabilita, questo rapporto dovrebbe essere contenuto fra il valore da 200 a 400 per antenne tubolari in duralluminio e ottone (beam) ed entro il 10.000 per quelle realizzate con filo o trecciola di rame. A detto rapporto, fissato sull'asse delle ordinate, corrisponderà, sull'asse delle ascisse, il fattore *Ka* (vedi figura 58). Questo valore, moltiplicato per la misura dell'antenna a mezza onda (λ/2) ci darà la lunghezza esatta del dipolo.

Tuttavia, se a questo ridimensionamento aggiungiamo l'accorciamento necessario dell'antenna dovuto all'end effect, noi giungiamo a un *accorciamento complessivo pari al 5%,* il quale si dimostra abbastanza preciso per il calcolo del dipolo. Pertanto abbiamo:

$$\lambda = \frac{300 - 5\%}{f} = \frac{285}{f}$$

$$\lambda/2 = \frac{150 - 5\%}{f} = \frac{142{,}5}{f}$$

dove:

λ = lunghezza in metri, da calcolare fino ai centimetri;

f = frequenza in MHz.

Dopo aver effettuato questo calcolo, terremo presente l'effetto esercitato dal fattore altezza dal suolo dell'antenna sulla sua resistenza di radiazione, ricavabile dalla figura 29.

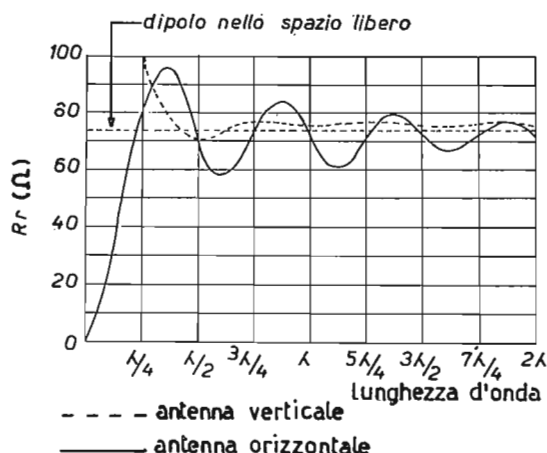



Figura 29

Altezza antenna λ/2 dal suolo in lunghezza d'onda.

Una volta calcolata esattamente la lunghezza del dipolo e controllato ciò (vedi ultimo capitolo), lo innalzeremo possibilmente all'altezza voluta e controlleremo la sua risonanza. Se questo non è possibile, isoleremo il dipolo a due, tre metri dal suolo e proveremo la sua risonanza. Poi lo innalzeremo all'altezza voluta (o alla quale possiamo) e vi collegheremo

la linea di alimentazione. Se l'antenna da noi costruita è stata tagliata e tarata con precisione, essa dovrà dare un diagramma di radiazione come nella figura di cui appresso (lobo esterno).

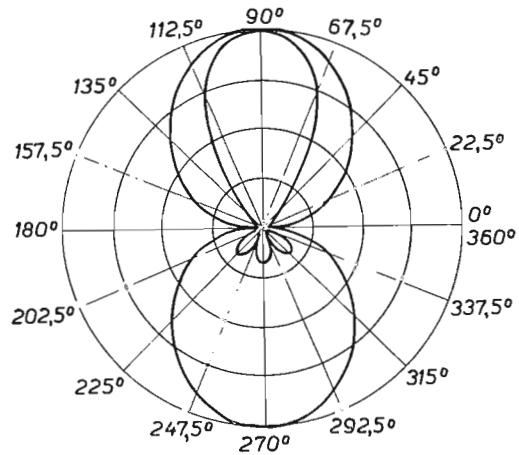



Figura 30

CAPITOLO III

3.a - Linea di trasmissione

Se il calcolo preciso del dipolo a mezza onda costituisce il primo passo nella costruzione dell'antenna, subito dopo, o meglio, *nel momento stesso in cui si pensa di costruire o comprare un'antenna,* occorre rivolgere la dovuta attenzione alla *linea di trasmissione* che dobbiamo usare. Alle volte si è già in possesso di cavo coassiale o di piattina e si vuole usare detto materiale. Questo porta a dover fare delle considerazioni basilari relative al progetto di un'antenna e, più precisamente, dell'adatta alimentazione. Occorre cioè stabilire a priori se questa debba essere bilanciata (piattina) o non bilanciata (cavo).
Comunque stiano le cose, quello che dobbiamo tener presente, prima di tutto, è il compito che ha la linea di trasmissione: *scopo della linea è quello di trasferire al carico (antenna) tutta l'energia a radiofrequenza generata dal trasmettitore, senza che ci siano delle perdite apprezzabili.* Pertanto essa deve rispondere a particolari requisiti.
Per avere un'idea più chiara della linea di trasmissione, diamo uno sguardo alla figura 31.

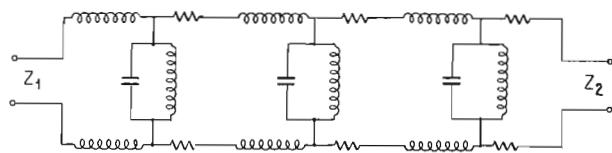



Figura 31

Circuito di una linea di alimentazione impedenza (Z_o).

Da essa notiamo che all'entrata abbiamo l'impedenza costituita dallo stadio finale del Tx (Z_1), mentre all'uscita abbiamo l'impedenza del carico, corrispondente all'antenna (Z_2), la quale ha una sua propria resistenza di radiazione (Rr). Vediamo anche che, considerata così com'è, la linea è una *costante distribuita d'induttanza, capacità e resistenza,* con una sua specifica *impedenza caratteristica Z_0,* la quale è una *variabile dipendente* dal diametro dei conduttori usati, dalla distanza fra di essi nonché dal dielettrico che li separa, oltre che dal metallo di cui son fatti.

È logico che l'onda radio, sulla linea, non si muove alla medesima velocità con cui viaggia nello spazio libero. Per questo motivo, anche nel caso della linea, la lunghezza elettrica in λ non corrisponde alla lunghezza fisica. Quest'ultima risulta più corta di quella elettrica e il loro rapporto K si chiama fattore di velocità. Nella tabella che segue diamo i dati relativi a cavi e piattine in commercio (lo scrivente fornisce i dati relativi ai prodotti della casa AMPHENOL - USA) più usati dai radioamatori, rimandando alla bibliografia, per chi desidera una più esauriente trattazione, e raccomandando agli amici OM di comperare soltanto materiale di fabbricanti che forniscono i dati relativi ottenuti con prove di laboratorio.

cavo	numero codice militare	Z_o (ohm)	massimo voltaggio di lavoro	fattore K
	RG 8/U	53	4000	0,66
	RG 11/U	75	4000	0,66
	RG 63/U	125	1000	0,66
piattina				
	14076 (Trasm.)	300		0,84
	14279 (Ric.)	300		0,82
	14079 (Ric.)	150		0,77
	14023 (Trasm.)	75		0,71
	14080 (Ric.)	75		0,68

La linea di trasmissione, come si vede anche dalla tabella in figura 32 e 33, può essere di *conduttori paralleli* (piattina) e di *conduttori coassiali* (cavi schermati). Non prendiamo in considerazione quella costituita da un solo conduttore, poiché essa determina delle forti perdite lungo la discesa, nonché la necessità di uno speciale ancoraggio isolato e, quindi, l'impossibilità di stabilire con esattezza un'impedenza caratteristica, con la conseguente difficoltà dell'adattamento di essa all'antenna.

Per la linea a conduttori paralleli, chiamata anche *linea bilanciata,* noi abbiamo la possibilità di stabilire un'impedenza Z_0 costante che, per conduttori aventi come dielettrico l'aria, è data dalla formula

$$Z_o = 276 \log_{10} \frac{b}{a}$$

dove:

b = distanza fra i centri dei conduttori;
a = raggio della sezione dei conduttori usati, nella stessa unità di misura usata per stabilire b.

Occorre tener presente che, come già si è accennato, la vicinanza di altri oggetti o muri, il passaggio attraverso questi ultimi e via dicendo, genera il cambiamento d'impedenza della linea bilanciata, lungo la quale, peraltro, si può verificare un sempre maggiore sfasamento delle correnti che viaggiano in direzione opposta sui due conduttori e, quindi, anche delle perdite, per irradiazione del segnale.
Quest'ultimo guaio può anche essere determinato dall'avvicinamento dei due conduttori oltre il limite di 0,01 λ.
Il grafico di cui appresso (figura 32) ci dà la variazione di Z_o in funzione del rapporto b/a (nel caso si tratti di linea bilanciata avente per dielettrico l'aria).

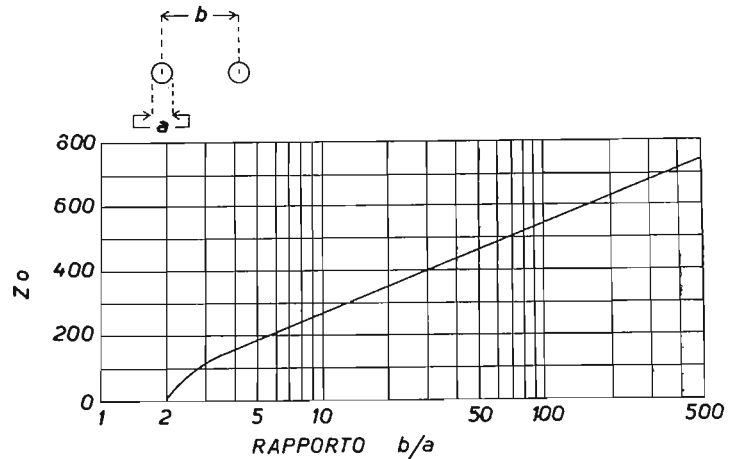



Figura 32

b = distanza fra i conduttori in mm. (centro a centro).

a = diametro conduttori in mm. (sezione ∅).

La linea a conduttori concentrici, detta anche *linea non bilanciata* o *linea coassiale,* è formata da un conduttore di piccolo diametro posto all'interno di una calza flessibile di rame che costituisce il conduttore esterno e fa anche da schermo.
I due conduttori possono essere distanziati da isolatori-distanziatori in perspex o plastica oppure, nel caso più comune, da un isolante continuo (polyethylene), le cui perdite sono bassissime e, comunque, controllate.
L'impedenza di una linea coassiale avente per dielettrico l'aria, è data dalla relazione:

$$Z_o = 138 \log_{10} \frac{b}{a}$$

dove:

b = diametro del conduttore esterno in mm;
a = diametro del conduttore interno in mm.

Se invece dell'aria, il dielettrico è rappresentato da un'altra sostanza, allora la formula diventa:

$$Z_o = \frac{138}{\omega} \log_{10} \frac{b}{a}$$

dove: ω = costante dielettrica del materiale usato.

Il grafico di cui alla figura 33 ci dà la possibilità di calcolare alla svelta l'impedenza caratteristica di una linea coassiale in funzione del rapporto $\frac{b}{a}$.

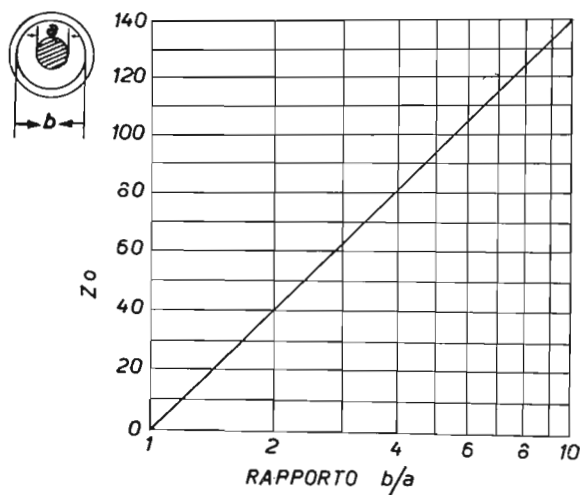



Figura 33

b = diametro interno del conduttore esterno in mm.

a = diametro esterno del conduttore interno in mm.

L'uso dei due tipi di linea, oltre che dipendere da altre considerazioni che si possono desumere da quanto si è venuti dicendo precedentemente, è determinato principalmente dal sistema di accoppiamento usato fra Tx e linea, nonché dal radiatore usato come antenna.

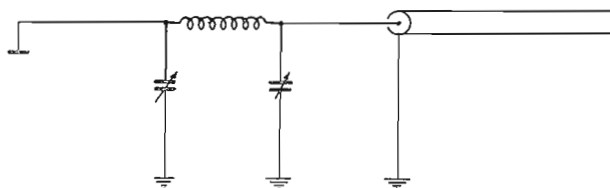



Figura 34

Per esempio, un Tx con uscita a P greco (π) si presta benissimo per una linea coassiale, mentre un Tx con uscita a « link » si presta per una linea bilanciata, sebbene il link

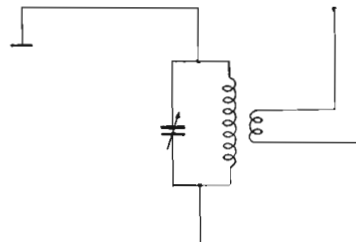



Figura 35

possa essere anche trasformato in modo da « uscire » con linea coassiale mandando a massa (magari tramite un com-

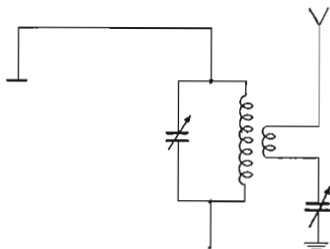



Figura 36

pensatore) il lato « caldo » della bobina del link (quello cioè dalla parte del collegamento che va alla griglia della oscillatrice-mescolatrice-amplificatrice finale del Tx).
Un radiatore costituito da un dipolo semplice a mezza onda potrà essere alimentato da una piattina da 75 ohm al centro

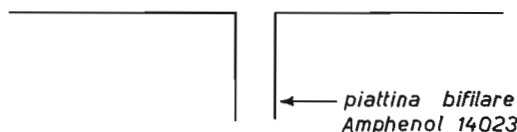



Figura 37

(si può anche usare, per ragioni di emergenza o di « comodo », anche un cavo coassiale e avere delle onde stazionarie, a meno che non si provveda con un adattatore a « bazooka » di cui si parlerà appresso (vedi 4c)).

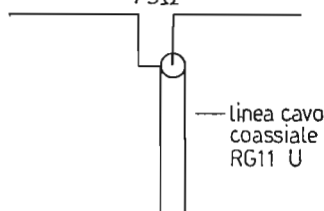



Figura 38

Invece, un dipolo ripiegato dev'essere alimentato con una piattina da 300 ohm o comunque da una linea bilanciata di detta impedenza (anche due cavi da 150 ohm in parallelo).

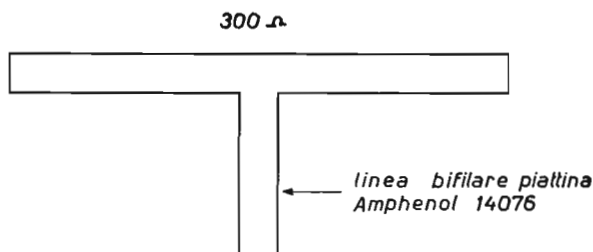



Figura 39

Ad ogni modo è necessario, talvolta, fare uso di adattatori d'impedenza o adattatori di linea, di cui parleremo appunto nel capitolo IV.

3.b - Linea e antenna

Intanto, vediamo di analizzare subito questo problema.
Ammettiamo che la linea sia lunga all'infinito. In tal caso tutta l'energia generata dal trasmettitore si trova su di essa. Invece la linea ha una lunghezza fra Tx (dotato di una sua impedenza di uscita) e antenna (che ha la sua impedenza caratteristica).
Quindi si danno due casi particolari:
a) Il terminale d'uscita è collegato a un carico resistivo Z_2 di impedenza uguale a quella della linea Z_o;
b) il terminale collegato a Z_o non è della stessa impedenza.
Cosa succede?
Se la linea termina con un carico tale che

$$Z_2 = Z_o$$

allora essa vede nel carico (l'antenna) la sua propria impedenza caratteristica; quindi il Tx vede dopo di sé una linea infinita e così tutta l'energia passa sulla linea, indi al carico, e s'irradia nello spazio.

3.c - Onde stazionarie sulla linea

Se invece la linea vede

$$Z_2 >< Z_o$$

allora la radiofrequenza torna indietro verso il Tx (Z_1) e abbiamo *onde stazionarie* sulla linea, il che è come se si facesse variare anche l'impedenza caratteristica della linea medesima.
Il carico costituito da Z_2 può anche essere un corto circuito ($Z_2 = Rr = 0$) o un'altra impedenza diversa da zero.

In entrambi i casi avremo onde stazionarie sulla linea. Inoltre, essendo Z_o una costante distribuita di R, X_C e X_L, abbiamo che il carico diverso da zero può essere rappresentato da una Z_2 composta soltanto di R oppure di R + X_C oppure di R + X_L oppure R + X_C + X_L.
Essendo:

$$P = I^2R$$
$$= I^2Z$$

per Z = 0 avremo: $P = I^2 \times 0 = 0$, cioè: tutta l'energia ritorna allo stadio finale a RF. Occorre allora togliere subito la tensione anodica e vedere cosa è successo che ha determinato il cortocircuito (in genere connettori del cavo in corto).
Per Z_2 diversa da Z_o oppure uguale a zero avremo:

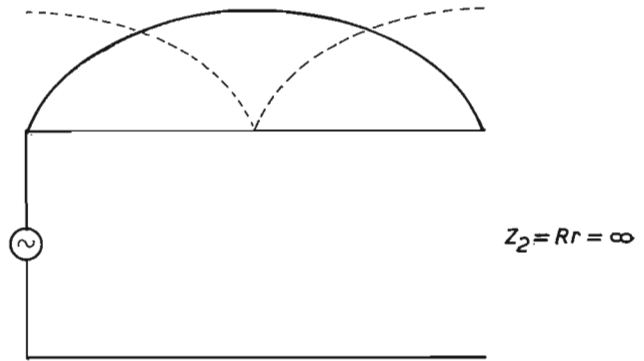



Figura 40 a

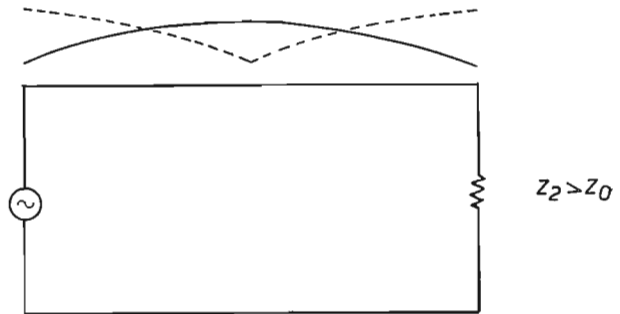



Figura 40 b

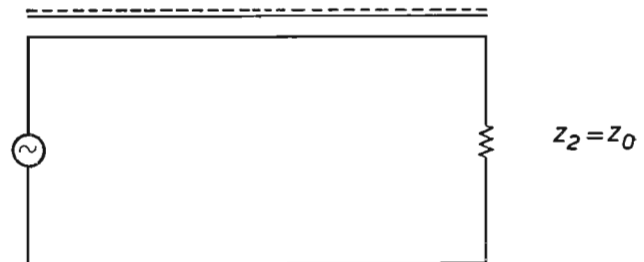



Figura 40 c

Figura 40 d

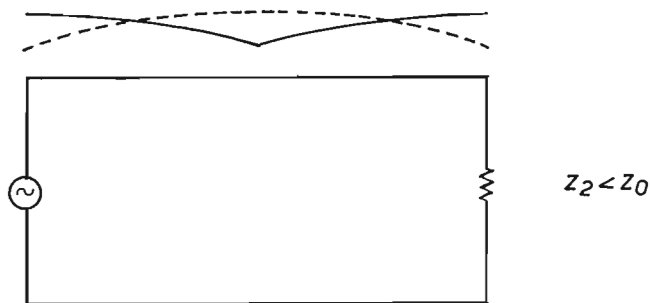
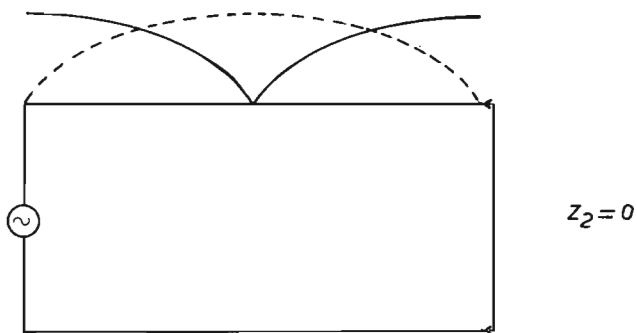



Figura 40 e

Cioé, noi abbiamo sempre delle onde stazionarie quando si verifica la relazione $Z_2 > < Z_0 > < Z_1$.
Se il carico è rappresentato da una reattanza capacitiva avremo lo sfasamento di cui alla figura 41 a.

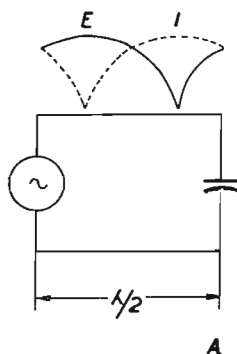



Figura 41 a

Antenna troppo corta rispetto alla frequenza di trasmissione.

Se poi è una reattanza induttiva avremo lo sfasamento di cui alla figura 41 b.

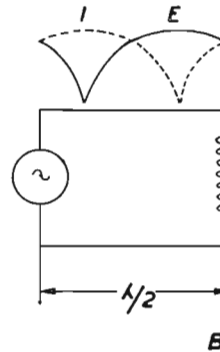



Figura 41 b

Antenna troppo lunga rispetto alla frequenza di trasmissione.

Poiché, da quanto si è detto, risulta che un carico diverso da Z_o determina onde stazionarie e, quindi, una diversa impedenza sulla ilnea a varie distanze dal carico (vedi fig. 42), è opportuno tagliare sempre la linea ad una lunghezza fisica pari a mezza onda o multiplo di essa.

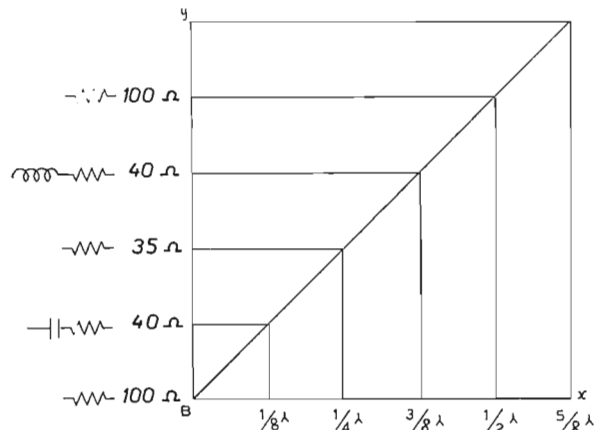



Figura 42

Immaginiamo, per comodità di calcolo, che il cavo coassiale abbia un'impedenza caratteristica di 50 ohm, e chiamiamo A il punto d'attacco della linea al TX e B quello d'attacco al terminale di antenna. Prendiamo uno spezzone di linea a casaccio e saldiamo al punto B una resistenza da 50 ohm. Con il tester procediamo alla lettura al terminale A: leggeremo 50 ohm.

Essendo ROS $= \frac{Zo}{Zr}$ oppure $\frac{Zr}{Zo}$ (1) (dobbiamo mettere al numeratore sempre il valore più grande allo scopo di ottenere dalla divisione sempre un quoziente maggiore di uno), avremo: ROS $= \frac{50}{50} = 1$, cioé linea completamente adattata al carico. Quindi, per la legge di Ohm, essendo:

$$P = EI$$
$$= I^2R$$
$$= I^2Z$$

da cui: $I^2 = \frac{P}{R}$ quindi $I = \sqrt{\frac{P}{R}}$ (2)

ed essendo: $E = \frac{P}{I} = \frac{P}{\sqrt{\frac{P}{R}}} = \frac{P\sqrt{\frac{P}{R}}}{\frac{P}{R}} =$

$= P\sqrt{\frac{P}{R}} \bullet \frac{R}{P} = R\sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{R^2P}{R}}$

quindi: $E = \sqrt{PR}$ (3)

se mandiamo 100 W al carico

avremo: $I = \sqrt{\frac{100}{1}} = \sqrt{100} = 10$ Amp.

$E = \sqrt{PR} = \sqrt{100} \times 1 = \sqrt{100} = 10$ Volt.

Ora, poniamo al terminale B una resistenza da 100 ohm. Per la (1) sarà ROS $= 100/50 = 2$ (4)

Infatti, se noi, con la resistenza da 100 ohm inserita in B, facciamo la lettura col tester nel punto A (dov'è collegato il Tx) il valore che leggeremo, come già detto avanti, dipenderà dalla distanza di A da B. Pertanto, mandando 100 Watt al carico, avremo:

AL PUNTO B:

$100 = I^2R$; $I^2 = \frac{100}{100} = 1$ $I = \sqrt{1}$ ovvero 1 A 100 volt

A $\lambda/4$ da B:

$100 = I^2R$; $I^2 = \frac{100}{25} = 4$ $I = \sqrt{4} = 2$

ovvero 2 A 50 volt

eccetera, cioè un ROS (SWR) di 2 : 1.

Pertanto, una parte di P viene riflessa verso il Tx. Ora, essendo il coefficiente di riflessione $k = \dfrac{ROS - 1}{ROS + 1}$ (5) noi

avremo: nel nostro caso: $k = \dfrac{2 - 1}{2 + 1} = \dfrac{1}{3} = 0{,}333$ oppure 33,3% della tensione (o della corrente) inviata al carico. E poiché la potenza riflessa è proporzionale al quadrato della corrente (I^2) o della tensione (E^2), noi avremo: $P_{rifl} = (0{,}333)^2 = 0{,}11$ della potenza inviata al carico, e, nel caso in questione, 11 Watt, che debbono essere sottratti alla potenza erogata dal trasmettitore.

Poiché, dopo quanto si è detto, risulta chiaro che la corrente varia lungo la linea, noi possiamo sfruttare questa caratteristica per adattare un dato carico ad una linea, con trasformatori a λ/4 d'onda

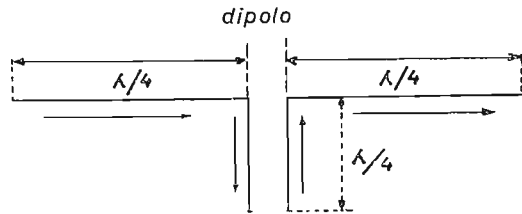



Figura 43

e a λ/2 onda

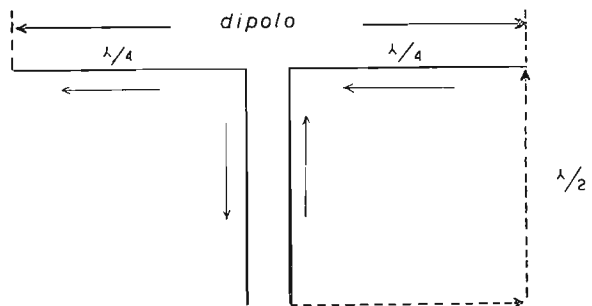



Figura 44

Per calcolare esattamente la dimensione della lunghezza fisica dello spezzone di linea, ci serviamo della relazione:

$Lf = \dfrac{Le \times 0{,}66}{F}$ per cavi coassiali RG 8/U e RG 11/U

e

$$Lf = \frac{Le \times 0{,}82}{F} \text{ per piattina}$$

dove:

Lf = lunghezza fisica della linea in m, ma da calcolare fino ai cm.
Le = lunghezza elettrica della linea, in m, da calcolare fino ai cm.

Naturalmente, dopo aver tagliata la linea a mezza onda, occorre accertarsi se essa sia veramente $\lambda/2$ alla frequenza di lavoro (centro gamma). Per detto controllo vedi Capitolo VII (7_{b2}).

Possiamo concludere allora che:

a) *Al terminale di uscita della linea* è necessario che *ci sia sempre un carico resistivo,* prima di accendere il Tx.

b) Questo carico resistivo (antenna) deve essere *d'impedenza uguale a quella della linea di trasmissione* usata o costruita.

c) *Per essere soltanto un carico resistivo, l'antenna deve essere tagliata alla risonanza rispetto alla frequenza di trasmissione.* Questo però non implica che la Rr dell'antenna risuonante debba essere uguale alla impedenza della linea usata.
A tanto, invece, si provvede con dei sistemi di adattamento fra linea e antenna. Ciò sarà l'argomento del prossimo capitolo.

CAPITOLO IV

4.a - Adattamento tra linea e antenna

In questo capitolo prenderemo in considerazione soltanto quei sistemi più utili ai radioamatori (anche di più facile realizzazione).

4.b - Adattatore a « Q » (trasformatore d'impedenza)

Una linea di trasmissione avente un'alta impedenza (300 ohm) può essere collegata ad un radiatore di bassa impedenza (20 ohm) facente parte di antenne direzionali composte di due o tre elementi, mediante un adattare a « Q » lungo $\lambda/4$. Infatti:

$$Zad = \sqrt{Zl \times Zant}$$

$Zad = \sqrt{300 \times 20} = \sqrt{6000} = 78$ ohm (molto prossima all'impedenza del cavo RG 11/U o della piattina 14023 e 14080)

dove:

Zad = impedenza adattatore
Zl = impedenza linea usata
Zant = impedenza antenna

Quindi, possiamo calcolare la lunghezza dell'adattatore a quarto d'onda che sarà:

Per piattina Amphenol: $$\lambda/4 = \frac{75 \times 0{,}88}{f} = \frac{61{,}5}{f\ (MHz)}$$

Per cavo coassiale: $$\lambda/4 = \frac{75 \times 0{,}66}{f} = \frac{49{,}5}{f\ (MHz)}$$

Naturalmente, se ci troviamo di fronte a radiatori aperti al centro, useremo una linea bilanciata e, quindi, ci serviremo di piattina, come dalla figura 45.

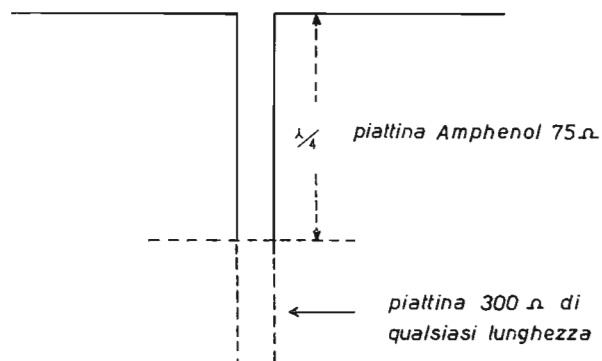



Figura 45

Per radiatori con il centro a massa o comunque in corto con la culla dell'antenna, ci serviremo di cavo coassiale come in figura 46a e 46b.

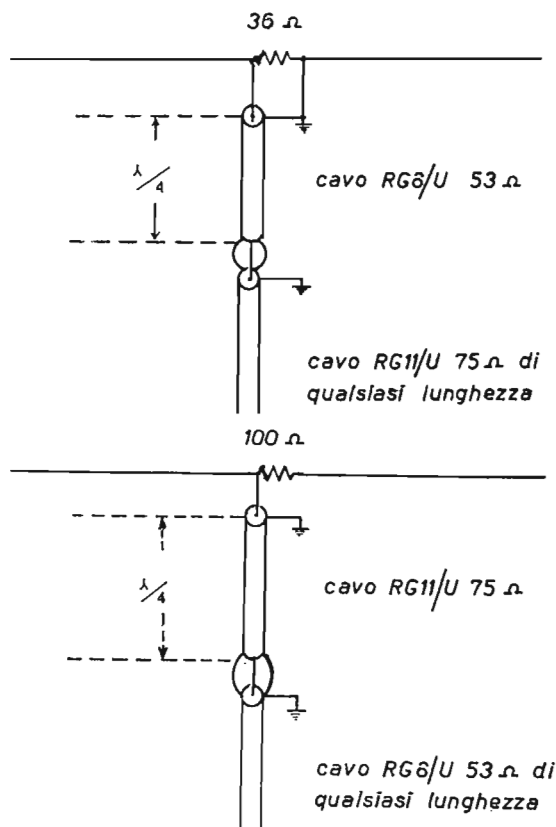



Figura 46 c

Figura 46 b

4.c - Adattatore a « Bazooka »

Da usarsi per alimentare antenne bilanciate (dipoli aperti al centro, dipoli ripiegati) con cavo coassiale anziché piattina.
La calza e il conduttore centrale dell'adattatore sono cortocircuitati. Non si ha una trasformazione d'impedenza (dipolo 75 ohm, linea 75 ohm) ma solo adattamento, in quanto occorre avere un'alta impedenza verso massa tra la calza esterna del cavo e la massa, nel punto del collegamento con il dipolo (figura 47).

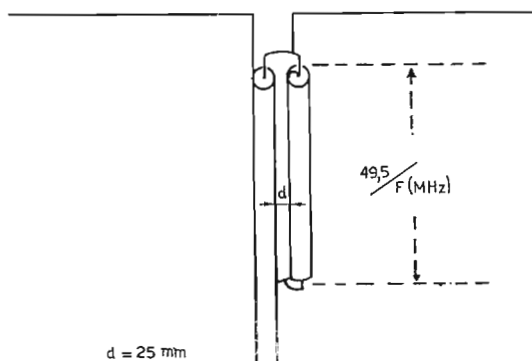



Figura 47

4.d - Adattatore a « Trombone »

Serve per adattare un dipolo ripiegato (300 ohm) ad una linea coassiale da 75 ohm. Ottimo anche per antenne TV con radiatore bilanciato e per le VHF.

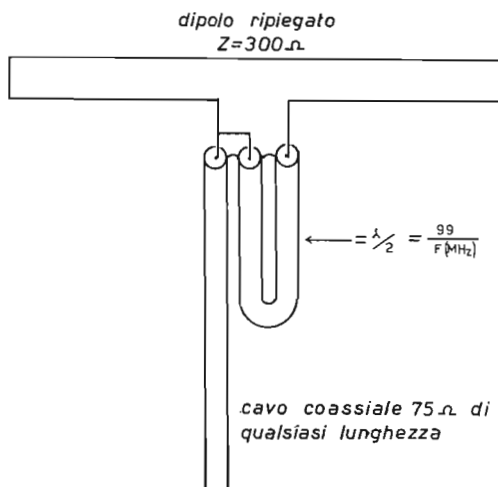



Figura 48

In questo tipo di adattatore, l'impedenza normale del cavo (75 ohm) non è più quella misurata fra i due terminali che vanno all'antenna, ma è 75 x 4 = 300 ohm. Inoltre si ha che i terminali sono bilanciati, rispetto alla massa, cioé si ha un'alta impedenza.

4.e - Adattatore a « Delta »

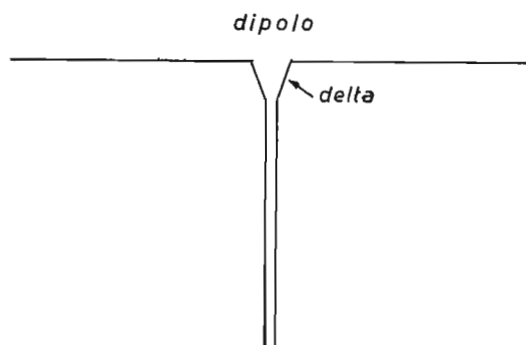



Figura 49

Sconsigliabile perché irradia ed è di difficile taratura.

4.f - Adattatore a « Link »

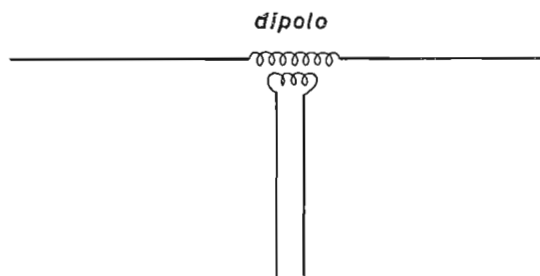



Figura 50

Sconsigliabile perché di difficile taratura e stabilità meccanica, nonché suscettibile di variazione d'impedenza per pioggia, neve e incrostazioni di ghiaccio.

4.g - Adattatore a « Gamma »

E' utilissimo per adattare una linea coassiale (52 ohm) ad una radiatore non bilanciato (dipolo con il centro a massa sulla culla) o per adattare una linea bilanciata (cavo coassiale bipolare o due cavi in parallelo) al medesimo radiatore.

Questo adattatore rappresenta per lo scrivente il migliore sistema per adattare un cavo RG 8/U o RG 11/U al radiatore di antenne direzionali, come dalla figura 51.

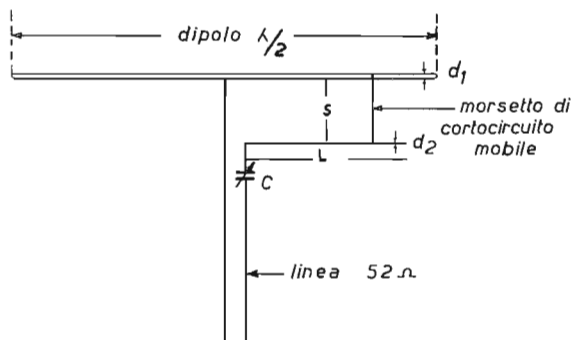



Figura 51

Se il gamma match viene ripetuto anche all'altro lato del dipolo (in questo caso abbiamo dipolo non aperto e linea bilanciata) abbiamo il « T match » o « adattatore a T », come nella figura 52, in tutto uguale all'adattatore a gamma, eccetto che per la discesa.

In entrambi abbiamo:

L = 12% della lunghezza del dipolo, per discesa bilanciata
9% della lunghezza del radiatore per discesa in cavo (non bilanciata)

d_1 = diametro est. del radiatore = 4 volte quello di d_2

d_2 = diametro del tubo sezione adattatrice = 1/4 di d_1

S = distanza sezione adattatrice = 4 volte il diametro di d_1

$$C = \text{in pF} = \frac{210}{f\ (\text{in MHz})}$$

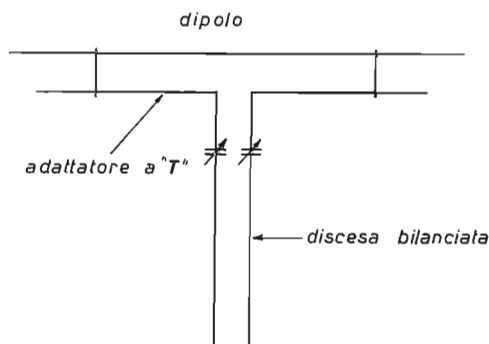



Figura 52

4.h - Adattatore « Omega Match » (omesso perché è una variante, più complicata però, del « gamma match »)

CAPITOLO V

Antenne. Vari tipi a mezza onda e a quarto d'onda.

5.a - Dipolo ripiegato

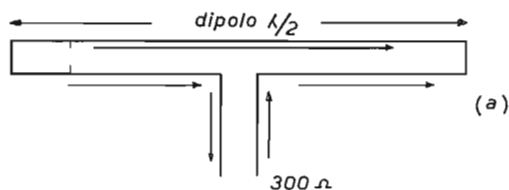
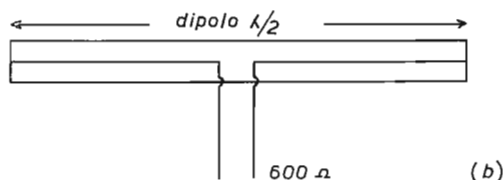



Figura 53 a

Figura 53 b

Dipoli realizzati con conduttori uniformi nei bracci.

Calcolo: $L = \dfrac{142,5}{f\ (MHz)}$ come per il dipolo semplice

dove: $L = \dfrac{\lambda}{2}$ = lunghezza fisica in metri

S = distanza fra i conduttori, da essere compresa fra

$\dfrac{1}{400}$ e $\dfrac{1}{200}$ di λ

Considerando la figura 53a, immaginiamo di tagliare i conduttori ai loro estremi. Resta così un dipolo semplice a mezza onda e un conduttore monofilare, posto a brevissima distanza, che serve in pratica a cortocircuitare il dipolo semplice. Poiché agli estremi abbiamo rispettivamente una carica positiva e una negativa, la corrente si muove da una estremità all'altra. Cortocircuitando, essa fluirà metà su un conduttore e metà nell'altro. In effetti, è come se fosse aumentata l'impedenza. Nel caso del « folded » di cui alla figura 52 a, l'impedenza è divenuta: 73 x 4 = 292 ohm, cioè adatta per una linea da 300 ohm (la differenza è insignificante).

Nel folded di cui alla figura 53b, abbiamo una impedenza di 600 ohm, (300+300).
Il dipolo ripiegato (folded) presenta una curva di risposta alla frequenza di trasmissione molto più piatta che non il semplice dipolo. Pertanto, esso presenta un basso valore di onde stazionarie rispetto al cambiamento della frequenza (per esempio: da 14 a 14,350 MHz) e per questo motivo viene spesso usato sia come radiatore singolo o come radiatore facente parte di antenne direzionali ad elementi eccitati o parassiti.
La sua impedenza può variare in funzione della distanza (S) fra i due conduttori, e in funzione del diametro di questi (vedi figura 54).

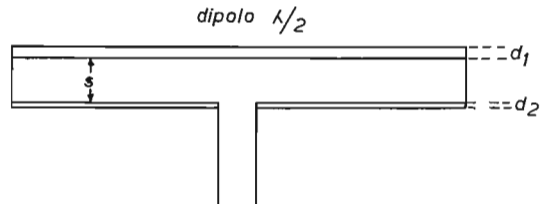



Figura 54

Dal grafico che segue si possono ricavare i valori corrispondenti ai rapporti di $\frac{d_1}{d_2}$ diversi da 4 : 1 (rapporto di aumento d'impedenza rispetto al dipolo semplice con conduttori uniformi), tanto utili nel progettare radiatori di antenne direzionali (figure 55a e 55b).

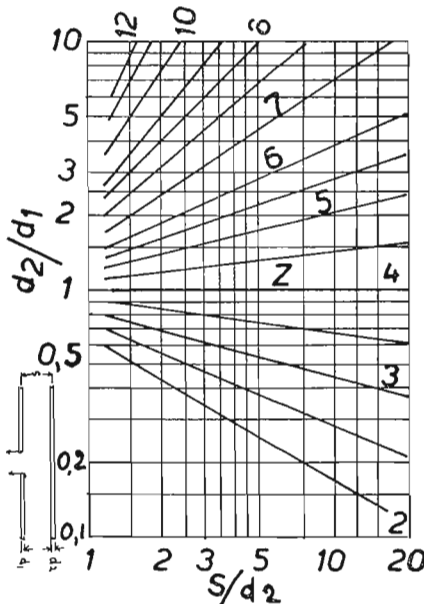



Figura 55 a

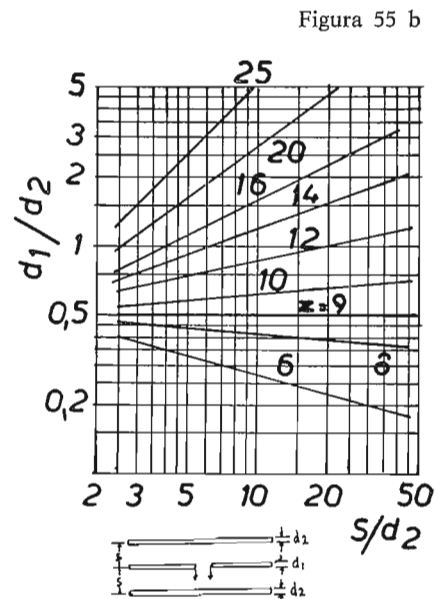



Figura 55 b

Essendo infatti: $Z = P/I_2$, ad una diminuzione del diametro del conduttore collegato alla linea corrisponde un minore flusso di corrente, cioè un aumento della impedenza del dipolo.

5.b - Dipolo verticale (detto anche «coassiale»)

Questo tipo di dopolo (vedi figura 56) è usato più spesso nelle VHF e UHF (per ovvie ragioni di facilità di supporto meccanico) onde ottenere:

a) una irradiazione omnidirezionale
b) un carico adatto per linea coassiale da 53 ohm (RG 8/U)
c) un ottimo sistema di bloccaggio e montaggio dal punto di vista meccanico.

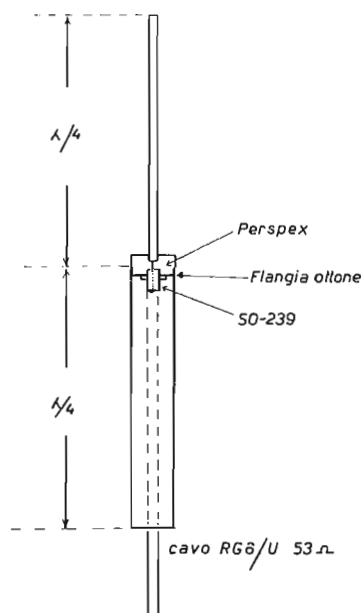



Figura 56

In questo tipo di dipolo, il quarto d'onda superiore è più sottile e va calcolato mediante la formula:

$$L = \frac{75 \times 0{,}95}{f\,(\text{MHz})}$$

mentre il quarto d'onda inferiore, più grande, con la formula:

$$L = \frac{75}{f\,(\text{MHz})}$$

Quindi, quello superiore risulta anche più corto, mentre quello inferiore risulta leggermente più lungo. Quest'ultimo fa da supporto all'antenna ed è a massa unitamente alla calza del cavo coassiale della linea che vi scorre dentro, e il cui conduttore centrale è collegato elettricamente al conduttore superiore dell'antenna.
L'impedenza al centro di quest'antenna è di 53 ohm.
Se all'estremità inferiore del conduttore che fa da supporto si inserisce una base di perspex, opportunamente dimensionata, l'antenna si può applicare al piano superiore dell'auto (al portabagagli) e costituire una buona antenna portatile).

5.c - Ground plane

E' un'antenna a polarizzazione verticale costituita da un radiatore a quarto d'onda verticale che si erge su un piano di terra « riportato » cioè « artificiale » (figura 57).
E' un'antenna omnidirezionale, avente un basso angolo di radiazione e quindi ottima per i DX.
Essa è formata dal quarto d'onda verticale e dai quattro radiali orizzontali che costituiscono la terra artificiale. Per quest'ultima ragione appunto la distanza dell'antenna, in altezza, dalla terra vera e propria, non ha alcuna importanza, come invece nel caso di altri tipi di antenne, né influenza il comportamento dell'antenna medesima la quale, se non vede altri oggetti metallici o riflettenti proprio vicino al quarto d'onda verticale, può essere piazzata addirittura sulla terrazza, a un palmo dai tufi.

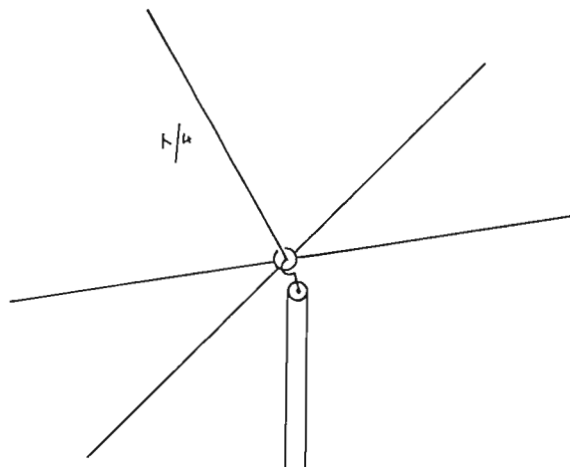



Figura 57

Trattandosi di un'antenna con terra artificiale, le perdite verso massa sono pressoché inesistenti, anche perché a quel punto abbiamo un ventre di corrente e non un ventre di tensione. C'è anche da aggiungere che, variando l'inclinazione dei radiali rispetto al quarto d'onda verticale, possiamo far variare l'impedenza dell'antenna da 35 a 75 ohm, attuando così un adattamento perfetto con il tipo di linea coassiale (asimmetrica) che andremo ad usare. Infatti portando i quattro radiali a riunirsi nel semipiano opposto a quello in cui giace il radiatore verticale, noi trasformeremmo l'antenna in un semplice dipolo verticale, con alimentazione asimmetrica al centro.
Quindi, operando sull'inclinazione dei radiali, possiamo fare a meno di un adattatore d'impedenza fra l'antenna (35 ohm) e il cavo d'alimentazione da 53 o da 75 ohm.
La forma ideale del piano di terra sarebbe quella di un grande disco di rame o di una serie di conduttori; tuttavia, come si è detto avanti, bastano quattro radiali disposti ad angolo retto rispetto al radiatore verticale (non nel caso di variazione della impedenza) e rispetto ad essi medesimi. Nel caso non si abbia a disposizione uno spazio adeguato, allora i radiali si possono anche disporre in maniera diversa (cioé non ad angolo retto uno rispetto all'altro); vuol dire che cambierà la forma del lobo di radiazione, ma l'antenna funzionerà ugualmente bene.
Per calcolare la lunghezza fisica del radiatore e dei radiali $\frac{\lambda}{4}$ dobbiamo tener presente il fattore di correzione della lunghezza (Ka) di cui alla figura 58.

Per poter trovare però questo fattore, occorre prima stabilire quale sia la cifra corrispondente al rapporto (M) fra un'antenna a mezza onda nello spazio libero e il diametro del conduttore usato per costruirla. Questo rapporto è dato dalla formula:

$$M = \frac{150000}{fD}$$

dove: f = frequenza in MHz (centro banda)
D = diametro del conduttore in mm

Una volta ottenuto M, servendoci del grafico di cui alla figura 58, otteniamo il fattore (Ka) di accorciamento del dipolo, valido anche per il quarto d'onda, cioè la cifra per la quale dobbiamo moltiplicare la lunghezza del dipolo o del quarto d'onda.

10.000
3.000
1.000
300
100
30
10
RAPPORTO M
Kx
Ka
0,92
0,93
0,94
0,95
0,96
0,97
0,98
FATTORE Ka
2
3
4
5
6
7
8
FATTORE Kx

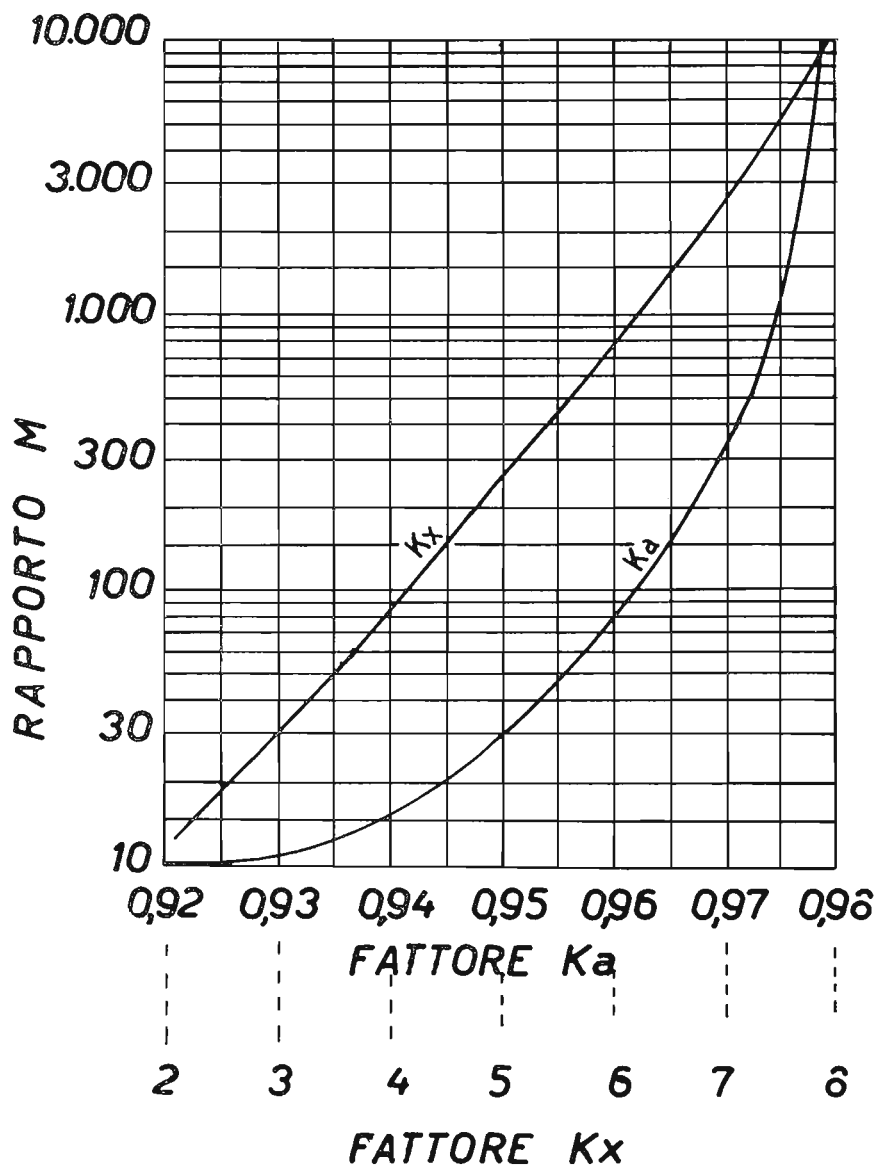



Figura 58

Ciò ottenuto, e sempre tenendo presente il fattore (M) già trovato, mediante il grafico di cui alla figura 59, stabiliamo la resistenza di radiazione (Rr) dell'antenna.

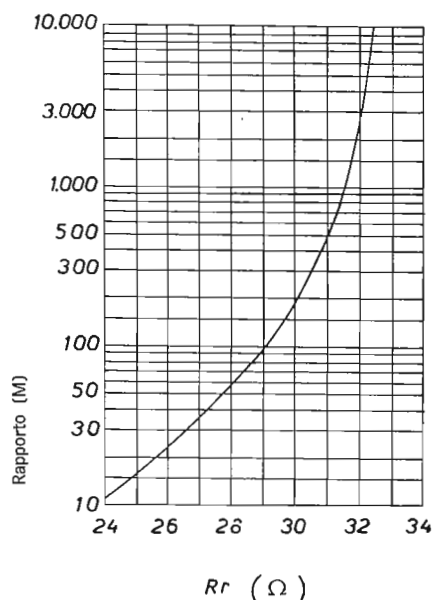



Figura 59

Ammesso che il carico resistivo costituito dall'antenna sia di 31 ohm, e volendo collegare, ad esempio, una linea da 53 ohm (RG 8/U) noi avremo un rapporto onde stazionarie come appresso:

$$SWR = \frac{Z_0}{Z_2} = \frac{53}{31} = 1{,}7$$

cioé un rapporto onde stazionarie di 1,7 : 1 che è sfavorevole. Occorrerebbe allora un adattatore d'impedenza tra linea ed antenna. Abbiamo le seguenti possibilità:

a) Adattatore a linea aperta (in inglese: open stub)

Dal grafico seguente (fig. 60) possiamo ricavare la lunghezza nonché la distanza dal carico dell'adattatore (in lunghezza d'onda elettrica), essendo Zr minore di Z.

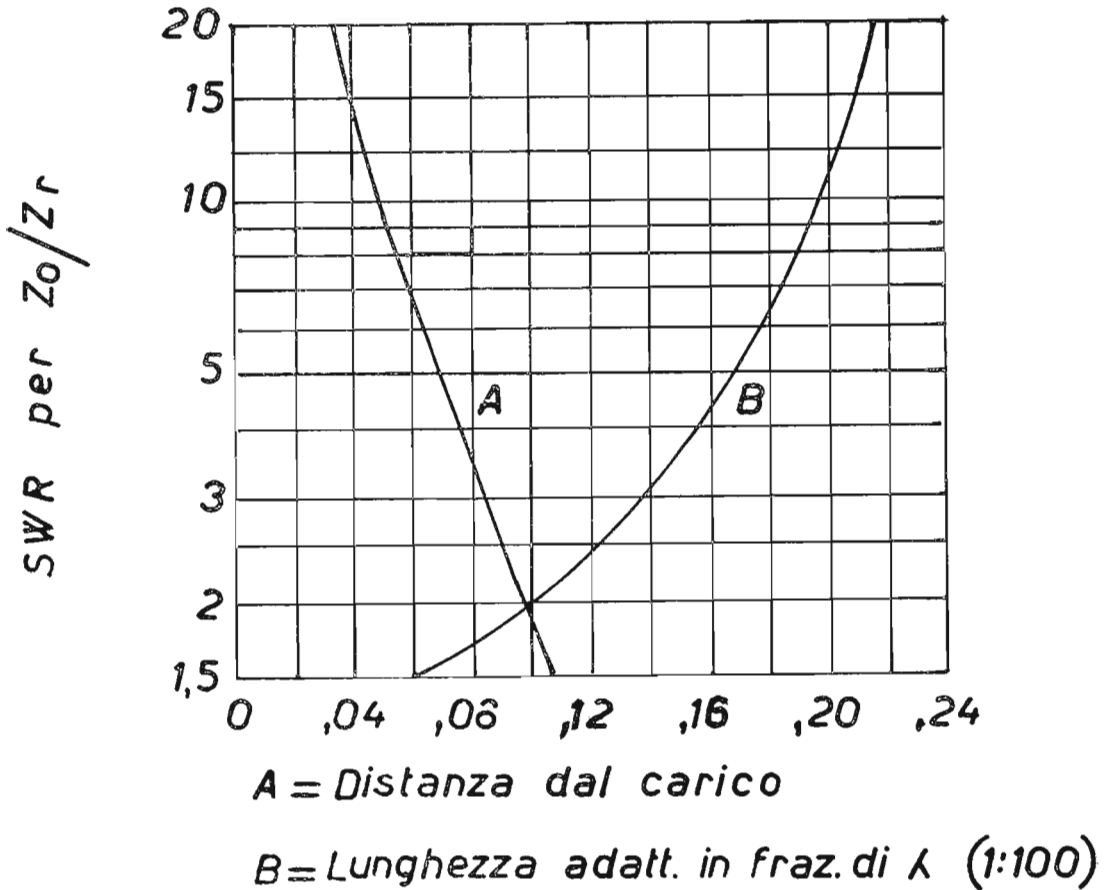



Figura 60

dove: Zr = Impedenza radiatore (antenna)
Z_o = impedenza linea

Una volta ottenuto questo valore, lo moltiplichiamo per il fattore di velocità 0,66 e otteniamo la lunghezza fisica dello spezzone di cavo che deve fare da adattatore. Questo poi sarà facile connetterlo all'antenna, al punto giusto, mediante un connettore a T.

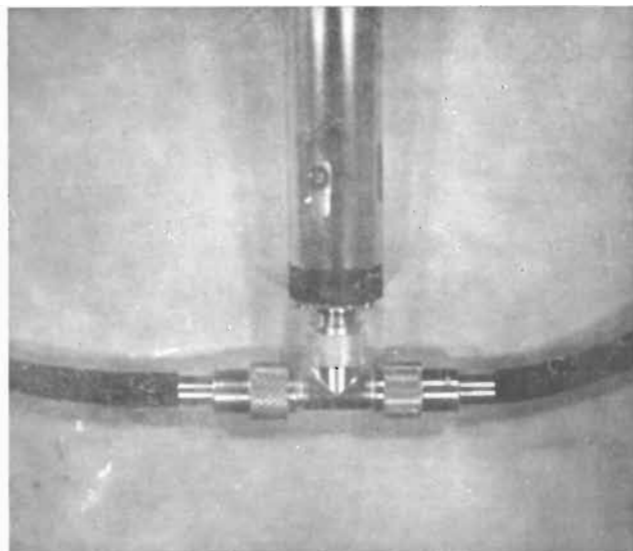



Figura 61

b) Adattatore a linea chiusa (in inglese: shorted stub). Viene usato per antenne calcolate per frequenze da 28 MHz in su, e per Zr maggiore di Zo (figura 62).
Esso funziona in questo modo: si accorcia l'antenna, in modo che essa risuoni all'estremo alto della banda di trasmissione, introducendo così, volutamente, una reattanza capacitiva. Si corregge questa reattanza capacitiva con la reattanza induttiva fornita dallo « stub » posto al terminale d'entrata del carico (antenna) e in questo modo si riporta questa alla risonanza e si corregge la sua Rr portandola a 53 ohm.
Per fare tutto questo, dopo aver trovato M, sia per il radiatore verticale che per i radiali orizzontali, nonché la Rr alla risonanza per quel dato valore di M, si calcola il valore (Kx) corrispondente al cambiamento di reattanza in ohm per ogni uno per cento (1%) di variazione effettuata nella lunghezza, quando si è moltiplicato per il fattore (Ka).

La R_o di radiazione dell'antenna accorciata sarà allora:

$$R_o = R_r - \frac{Z_o}{4\ R_r} \text{ (ohm)}$$

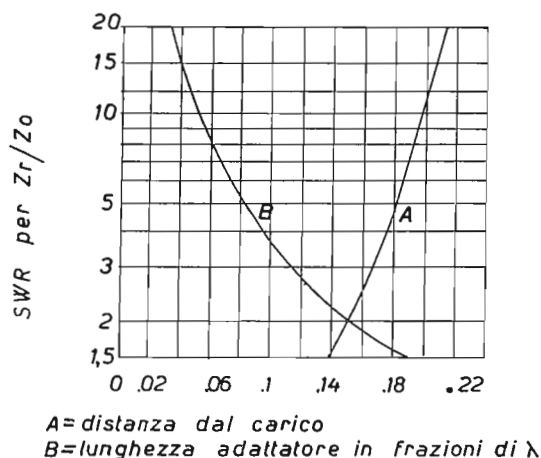



Figura 62

Essendo $S = \sqrt{\frac{Z_o}{R_o} - 1}$

la reattanza sarà: $X_o = SR_o$

dove: R_o = Rr dell'antenna accorciata

X_o = Reattanza dell'antenna accorciata

La lunghezza (L) in cm dell'antenna avente la giusta reattanza sarà:

$$L_{ant} = 7182 \bullet Ka \left(1 - \frac{Xa}{100\,Kx}\right)$$

in cui: L_{ant} = lunghezza antenna in cm

Ka = fattore di accorciamento in funzione di M

Kx = variazione della reattanza per ogni 1% di cambiamento nella lunghezza

X_{ant} = reattanza capacitiva antenna

La reattanza induttiva X_l (cavo cortocircuitato ad un terminale costituente l'adattatore) necessaria per correggere la X_c sarà:

$$X_{adatt} = \frac{Z_o}{S}$$

per cui la lunghezza sarà:

$$L_{adatt} = \frac{82 \times 0{,}66 \times l}{f} \text{ cm}$$

dove: L = lunghezza dell'adattatore in gradi elettrici producente la desiderata reattanza X_{adatt}

Naturalmente, L sarà uguale all'angolo la cui tangente è data da X_{adatt}/Z_o (in gradi elettrici (vedi appendice).

Esempio:
Supponiamo di dover calcolare una « ground plane » in duralluminio da 25 mm ∅ est. e radiali in rame da 3 mm ∅ est. per la frequenza di 14,2 MHz (centrobanda 20 metri)

$$\underset{(metri)}{\lambda} = \frac{300}{14,2} = m\ 21,12$$

$$\frac{\lambda}{4} = m\ 5,28$$

$$\lambda = \frac{300.000}{f}$$

$$M = \frac{150.000}{fD} = \frac{150.000}{14,2 \times 25} = 420 \text{ circa}$$

Per M = 420, il fattore Ka = 0,97, il fattore Kx = 5,5, la Rr = 31 ohm; m 5,28 x 0,97 = m 5,12.

Applicando il medesimo procedimento per i radiali di 3 mm avremo per essi una lunghezza di m 5,14.
$Z_{linea} = Z_{adatt} = 53$ ohm (cavo RG 8/U)

$$R_o = \frac{53}{4 \bullet 31} = 30,5$$

$$S = \sqrt{\frac{Z_o}{R_o} - 1} = \sqrt{\frac{53}{30,5} - 1} = \sqrt{1,73 - 1} =$$

$$\sqrt{0,73} = 0,85$$

$$X_a = SR_o = 0,085 \times 30,5 = \ = 25,9$$

$$L_{ant} = \frac{7182 \bullet Ka \bullet Kb}{f}$$

Essendo $Kb = 1 - \frac{Xa}{100\ Kx}$ noi avremo:

$$1 - \frac{25,9}{100 \bullet 5,5} = 1 - \frac{25,9}{550} = 0,95$$

$$\text{Quindi: } L_{ant} = \frac{7182 \text{ x } 0,97 \text{ x } 0,95}{14,2} = 4683 \text{ mm}$$

$$X_{adatt} = \frac{Z_o}{S} = \frac{53}{0,85} = 62 \text{ ohm.}$$

$$L_{adatt} = \frac{833 \bullet V \bullet L}{f} = \frac{833 \bullet 0,66 \bullet \text{tang } \frac{62}{53}}{14,2} =$$

$$\frac{833 \bullet 0,66 \bullet 40,5^\circ}{14,2} = 1909 \text{ mm}$$

Realizzazione

Il radiatore verticale è in tubo di duralluminio da mm 25 esterni, spessore mm 2. Alla metà di questo si può mettere una ghiera con tre gancetti per i controventi di nylon. La parte più delicata è però costituita dai pezzi di cui alla figura 5. Il pezzo *a* è in perspex, quello *b* in ottone; il primo

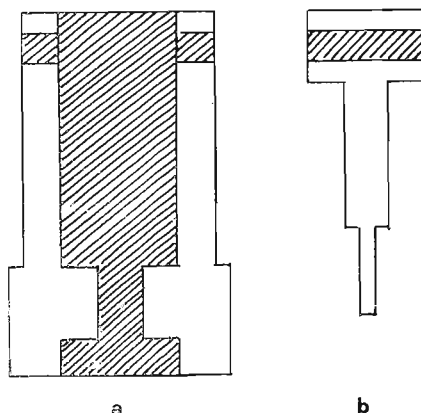



Figura 63

serve a reggere la presa per cavo coassiale SO239, i radiali, nonché isolare il pezzo *b* dalla massa; il pezzo *b* serve a cortocircuitare il conduttore centrale della presa SO239 al radiatore verticale a tenuta stagna e senza perdite. Si fa prima scivolare il pezzo *b* in quello *a* e si stagna la punta che fuoriesce al conduttore centrale della presa SO239;

dopo si fissa la presa SO239 al perspex mediante quattro bulloncini da mm 2 in altrettanti fori praticati sia nella presa (senza tener conto di quelli già esistenti agli angoli) che nel perspex (in quest'ultimo i fori vanno fatti con punta da mm 1,5 e poi filettati con filiera da 2 mm nominali).

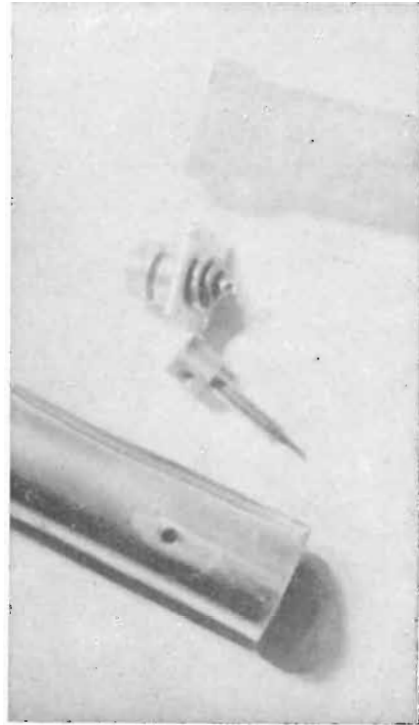



Figura 64

Si spinge ora il perspex con il conduttore in ottone nel tubo di duralluminio, portando a far coincidere il foro orizzontale filettato da mm 4 del pezzo di ottone, con il foro orizzontale praticato in precedenza nel perspex nel tubo di duralluminio. S'introduce un bullone da mm 4 lungo 40 mm, si avvita, si stringe il dado dalla parte opposta e il radiatore è completo. Nei quattro fori originali della presa SO239 si saldano i capi dei radiali. L'antenna è pronta. Per reggerla mi sono servito di due isolatori di perspex ottenuti incollando sei pezzi 15 x 10 cm dopo averli precedentemente forati ad uno ad uno col seghetto da traforo, livellando poi i fori con una lima tonda dolce il giorno dopo (collante Tensol Cement n. 6 della

Figura 65

Imperial Chemical Industries - Inghilterra). Il radiatore verticale della mia antenna è costituito da uno spezzone lungo cm 60, diametro esterno mm 30 e diametro interno mm 25 nel quale s'innesta il resto del radiatore verticale. In tal modo si può lavorare facilmente vicino ad esso e smontare l'antenna in qualsiasi momento. È consigliabile mettere un tappo di chiusura alla punta del radiatore verticale. Questa è la sistemazione più semplice e nello stesso tempo più perfetta che io abbia potuto realizzare, dopo aver costruito la stessa antenna in almeno quattro versioni. Il costo si riduce soltanto alle presa per cavo SO239 e al lavoro del tornitore e il restante materiale indispensabile. Naturalmente, l'antenna non è direzionale e non presenta decibels di guadagno sul semplice dipolo, come una beam. Con 30 watt input di radiofrequenza ho collegato finanche W1JFG (Massachussetts-U.S.A.), il Canadà e altri Stati.

CAPITOLO VI

6.a - Antenne direzionali

Precedentemente abbiamo parlato del guadagno di una antenna, facendo riferimento al dipolo semplice. In tal modo abbiamo potuto notare come il « guadagno » di un'antenna fosse una misura « relativa » rispetto ad un'altra antenna presa come modello di paragone.

Come abbiamo visto nel Capitolo I, teoricamente, esiste un'antenna, costituita da un radiatore, tale che, posta al centro di una sfera, irradia l'energia in tutte le direzioni in maniera uniforme. A quest'antenna diamo il nome di *radiatore isotropico.*

Il dipolo semplice è invece bidirezionale ed ha, rispetto al radiatore isotropico, un guadagno di *1,64 db.*

Cioè: se noi alimentiamo con il Tx prima un radiatore isotropico e poi un dipolo, noteremo, al punto in cui il fronte d'onda incontra una sfera immaginaria di raggio r, che il segnale, proveniente dal dipolo soltanto nelle due date direzioni, dà una maggiore potenza.

Stando alla relazione $P = \frac{V_2}{R}$ si deduce che, indicando

con P la potenza del segnale irradiato dal dipolo e con P_2 quella irradiata dal radiatore isotropico, avremo:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{(I_1)^2}{(I_2)^2}$$

in cui: I_1 e I_2 = intensità di campo dei due segnali all'entrata del ricevitore posto alla distanza r dal centro della sfera.

Quindi, ad un rapporto di potenza uguale a 2 avremo un rapporto di guadagno uguale a 4. Ora, questo guadagno non si realizza perché é aumentata la potenza dell'energia fornita dal Tx, ma perché tutta la potenza emessa si è concentrata soltanto in una data direzione piuttosto che in un'altra, per cui un certo lobo di radiazione viene ad essere evidenziato e gli altri no.

La direttività e il guadagno noi cerchiamo di ottenerli anche perché ciò significa risparmio di energia da richiedere al Tx, eliminazione di interferenza da parte di segnali provenienti dal di dietro o dai lati, cioè laddove i lobi di

radiazione dell'antenna sono minimi e via dicendo. Per ottenere la concentrazione, o meglio, la direttività della irradiazione in un solo senso, noi costruiamo delle antenne a due o parecchi elementi.
Questi elementi, oltre al radiatore, *possono essere eccitati direttamente,* e allora abbiamo antenne direzionali ad *elementi eccitati,* oppure possono essere eccitati indirettamente, ed allora abbiamo antenne direzionali ad elementi parassiti.
Ci serviamo di antenne ad *elementi eccitati* quando vogliamo *irradiare alte potenze,* ottenendo anche la direttività, e ci serviamo di quelle ad *elementi parassiti* per ottenere principalmente *alto guadagno* e *direttività.*

Nel caso di antenne ad elementi eccitati noi otteniamo il guadagno disponendo due o più dipoli in modo tale che i campi di radiazione di ciascuno di essi si sommino ad una certa distanza dall'antenna. Perché questo possa avvenire, l'accoppiamento dev'essere realizzato in maniera tale che i *campi di radiazione* risultino *in fase,* che le *correnti siano uguali* e che non vi siano delle correnti indotte (o almeno che queste siano di valore insignificante). Come già si è detto, tutti gli elementi ricevono direttamente l'energia dal Tx tramite la linea di alimentazione, e l'antenna risulta mono o bidirezionale.
I tipi di accoppiamento degli elementi variano a seconda della sistemazione degli stessi lungo il piano orizzontale passante per la culla, o lungo il piano verticale passante per la culla e via dicendo. Abbiamo cioè un allineamento con radiazione trasversale (distinto in tipo « broadside » e « collinear » e allineamento con radiazione longitudinale (« end fire »).

6.b Nel tipo di allineamento « broadside » (« ad ampio lato ») gli elementi (dipoli) sono tutti paralleli e giacciono nel medesimo piano, con radiazione nei due sensi, cioè uno verso il viso di chi legge queste righe e osserva la figura 63, e l'altro opposto alla presente pagina le correnti sono in fase e indicate dalle frecce piccole, come in figura 63.

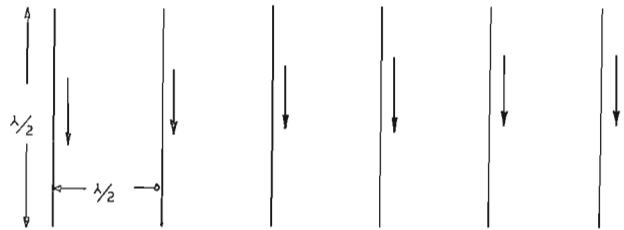



Figura 63

I grafici di cui alla figura 64 e 65 si mostrano il guadagno ottenuto con due elementi « broadside » in fase e con due elementi collineari.

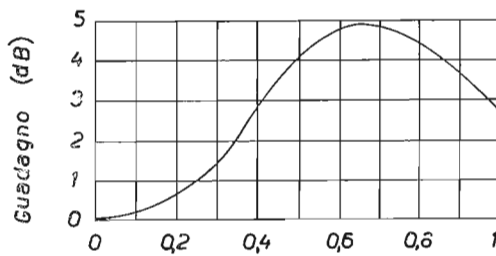



Figura 64

Spaziatura in frazione di λ di due elementi « Collinear ».

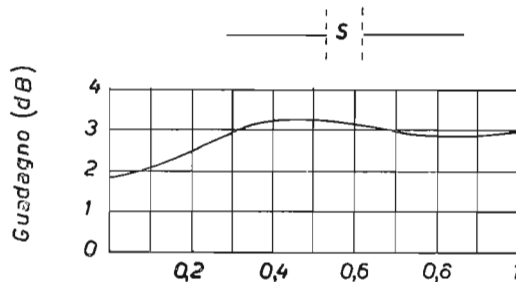



Figura 65

Spaziatura (S) in frazione di λ di due elementi « Broadside ».

Il lobo di radiazione che si ottiene è come nella figura 66.

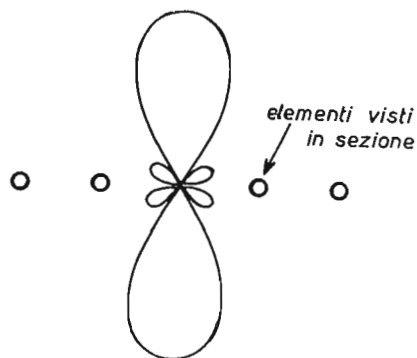



Figura 66

Allineamento « Broadside ».
diagramma di radiazione.

Naturalmente, aumentando il numero degli elementi e disponendo le spaziature adeguatamente, si può aumentare la direttività e il guadagno.

6.c Quando gli elementi sono collineari, la radiazione è pure trasversale all'allineamento (figura 67) e le correnti sono in fase.

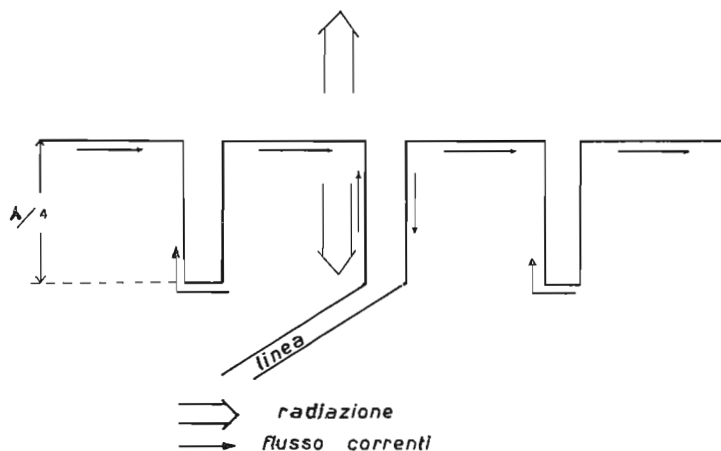



Figura 67

Allineamento collineare.

6.d Possiamo anche attuare una combinazione di allineamento « broadside » e « collinear », con radiazione come indicato dalle grosse frecce della figura 68.

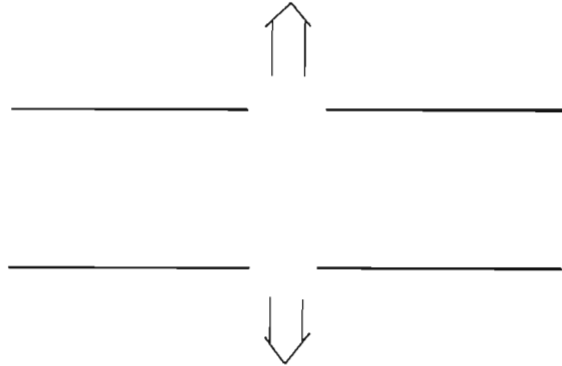



Figura 68

6.e Nell'allineamento « end fire » (« estremi infuocati ») gli elementi sono paralleli, tutti nel medesimo piano e disposti trasversalmente alla culla, con direttività nel senso della culla medesima. I dipoli sono sfasati fra di loro di 180° (figura 69).

Nella figura illustrativa, la radiazione viene indicata dalle frecce grosse. Lo sfasamento dei dipoli determina la mono o la bidirezionalità dell'antenna, unitamente alle interdistanze fra i dipoli stessi.

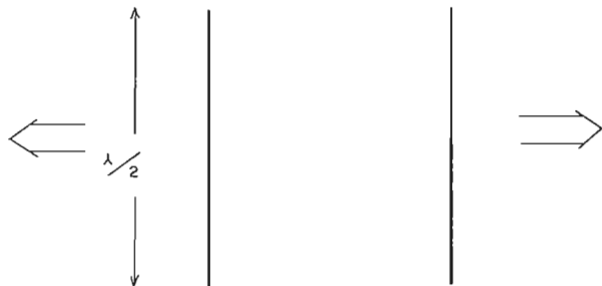



Figura 69
allineamento « end fire ».

I tipi di antenne ad elementi eccitati con sistemazione « end fire » danno un guadagno come dalla figura 70, sempre che siano 2, alimentati con sfasamento di 180°.

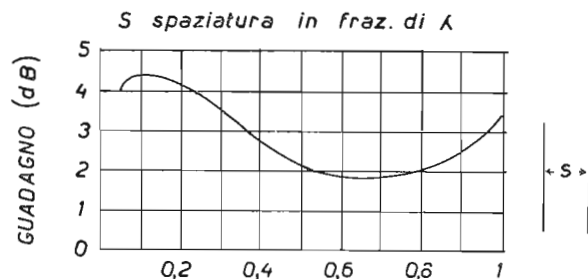



Figura 70

Spaziatura in frazione di λ allineamento « end fire ».

Come gli altri tipi già descritti, questi realizzano tutti il guadagno e la direttività mediante il sommarsi delle correnti ad una certa distanza dall'antenna trasmittente o, comunque, prima che il fronte d'onda raggiunga l'antenna ricevente perché, pur essendo gli elementi componenti l'antenna uno distante dall'altro, essi sono collegati fra di loro mediante sezioni di linea, tagliate ad una lunghezza fisica tale da determinare le relazioni di fase da noi volute. Ciò risulta più evidente dalla figura 71 a e 71 b.

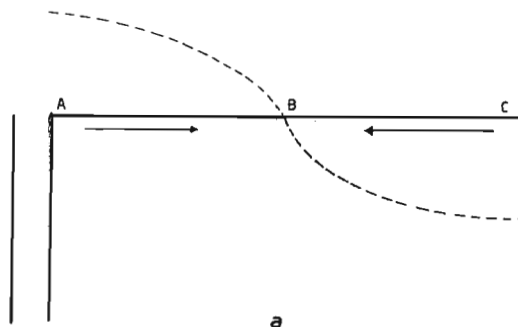
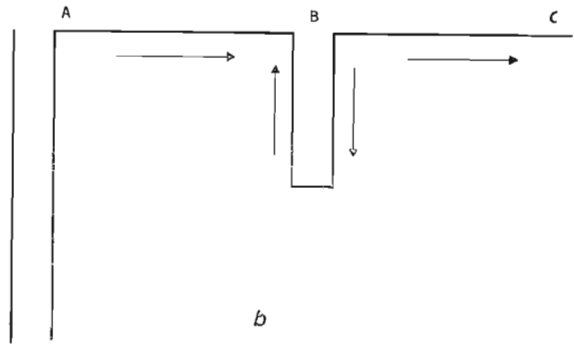



Figura 71 b

Infatti, in a) della figura 71 i due dipoli AB e BC a mezza onda, collegati direttamente fra di loro e alimentati all'estremo A, hanno le correnti sfasate di 180° e queste si annullano.
Se invece, come dalla figura 71b, noi colleghiamo i due dipoli inserendo al punto B una sezione adattrice lunga $\lambda/4$, noi facciamo sì che la corrente raggiunga il secondo elemento in fase con quella del primo elemento; nella sezione adattatrice invece le correnti si annullano, essendo di segno contrario.
Quindi, quando abbiamo a che fare con sistemi di antenne ad elementi eccitati, è di capitale importanza realizzare il calcolo degli sfasamenti, nonché segnare sulla carta il disegno della distribuzione delle correnti nell'antenna. Infatti, come si nota dalla figura 71b, le correnti debbono essere in fase nei due dipoli (anche nella sezione adattatrice, per potersi cancellare) affinché possa essere raggiunto il desiderato effetto (guadagno e direttività), evitando disaccoppiamenti e sfasamenti nocivi che, mentre in trasmissione portano a rendere nulli i suddetti vantaggi, in ricezione, oltre a privarci di essi, introducono interferenze e disturbi.
È bene quindi disegnare con frecce i versi delle correnti.
Per quanto riguarda il calcolo, sebbene la formula base 142,5/f sia adatta per il calcolo della lunghezza degli elementi, generalmente è bene usare delle misure più corte da 0,6 a 0,8 di λ. Nonostante questo, un insieme di cinque, sei elementi, non fornirà mai un guadagno superiore ai sei, sette decibels. Inoltre vi sono seri problemi meccanici da risolvere in merito alla costruzione dell'antenna e del supporto, nonché problemi di spazio, eccetto che per il tipo « end fire ». D'altra parte, data la dimensione dello spazio necessario per erigerle, sono utili se per frequenze dai due metri in su; ma per queste frequenze sono realizzabili delle antenne direzionali di altro tipo a fortissimo guadagno.

Il grafico in figura 72 ci offre i dati relativi al guadagno, alla spaziatura e alla Rr di elementi collineari

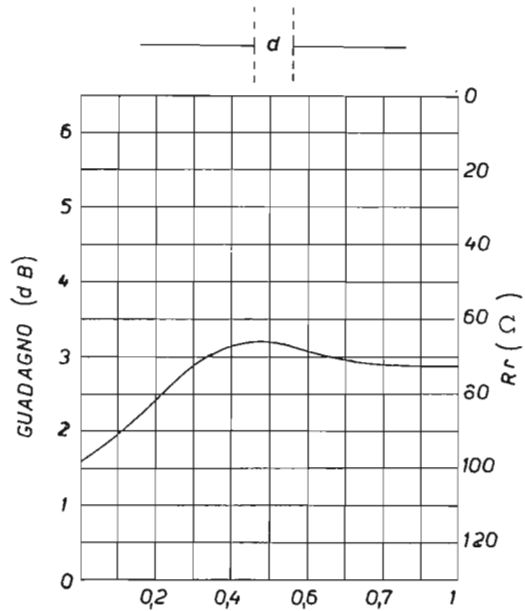



Figure 72

(d) Spaziatura tra gli elementi collineari in frazione di lunghezza d'onda.

e quello in figura 73 gli stessi dati per elementi « end fire »

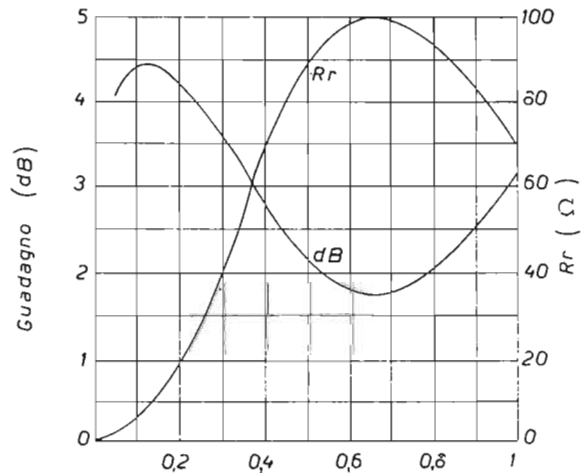



Figura 73

Spaziatura fra gli elementi « end fire » in frazione di λ.

Per l'allineamento « broadside » è bene regolarsi volta per volta.
Di tutti questi tipi or ora descritti, l'ultimo si presta bene per una sistemazione di tipo a polarizzazione orizzontale, e poiché la spaziatura degli elementi è a largo raggio (da $\lambda/4$ a $\lambda/8$), questo genere di allineamento si presta bene per la costruzione di un'antenna compatta e poco ingombrante, anche per la banda dei 20 m. L'unico guaio sarebbe la bassa impedenza, ma vi si può provvedere operando sulla spaziatura e usando magari dei dipoli ripiegati. Con sfasamento di 90° si ottiene una radiazione monodirezionale.
I tipi più comunemente usati dai radioamatori, sono delle antenne che risultano dalla combinazione dei tre tipi di allineamento or ora descritti.

6.f - Antenna « Lazy H »

Essa consiste di due antenne collineari collegate in parallelo, con alimentazione nei punti x e y, spaziate $\lambda/2$.
In ciascun dipolo, dei quattro che la compongono, le correnti sono in fase. Essa dà un guadagno di circa 6db, ed offre una impedenza di circa 100 ohm. Pertanto può essere alimentata da due cavi da 53 ohm in parallelo.

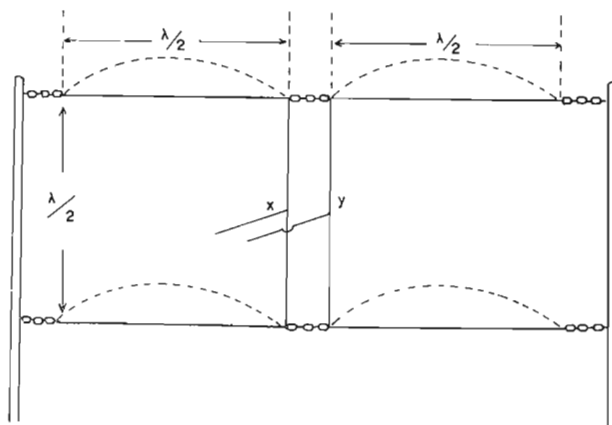



Figura 74

XY = punti di collegamento linea di discesa.

6.g - Antenna « Flat Top » o anche « W8JK »

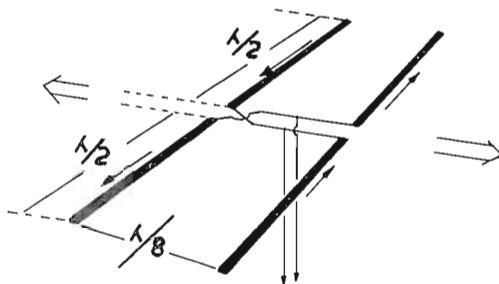



Figura 75

Quest' antenna è costituita da quattro dipoli a mezza onda in allineamento « collineare » ed « end fire », giacenti nel piano orizzontale, con spaziatura da λ/4 a λ/8 e radiazione nei due sensi, lungo l'asse passante per il centro, come indicato dalle frecce grandi della figura 75 e come si vede dalla figura 76. Le frecce piccole lungo i dipoli mostrano invece i flussi delle correnti.

Figura 76

Lobi di radiazione della « W8JK ».

L' impedenza è dell' ordine delle migliaia di ohm. Il guadagno di quest'antenna è di circa 7 db, e questo aumenta con una spaziatura λ/8. Se al posto dei dipoli a mezza onda si usano dei dipoli a un quarto d'onda, con spaziatura λ/4, allora il guadagno scende a 3, 4 db, e l'impedenza input diventa molto bassa [input = pronuncia: input (entrata)].

6.h - Antenna « Trombone »

Accorciando uno degli elementi e usando dei dipoli ripiegati a mezza onda, nonché una spaziatura λ/8 o leggermente inferiore, si ottiene un'antenna con allineamento « collineare » ed « end fire » la cui radiazione è monodirezionale e il cui guadagno supera i 7 db o comunque ce li assicura di certo.

Essa viene chiamata « antenna TROMBONE » ed è ottima sui 20-15 e 10 metri, anche perché mostra una risposta più piatta al variare della frequenza di trasmissione. Naturalmente non si vuol qui significare che la medesima antenna funziona da « multibanda ».

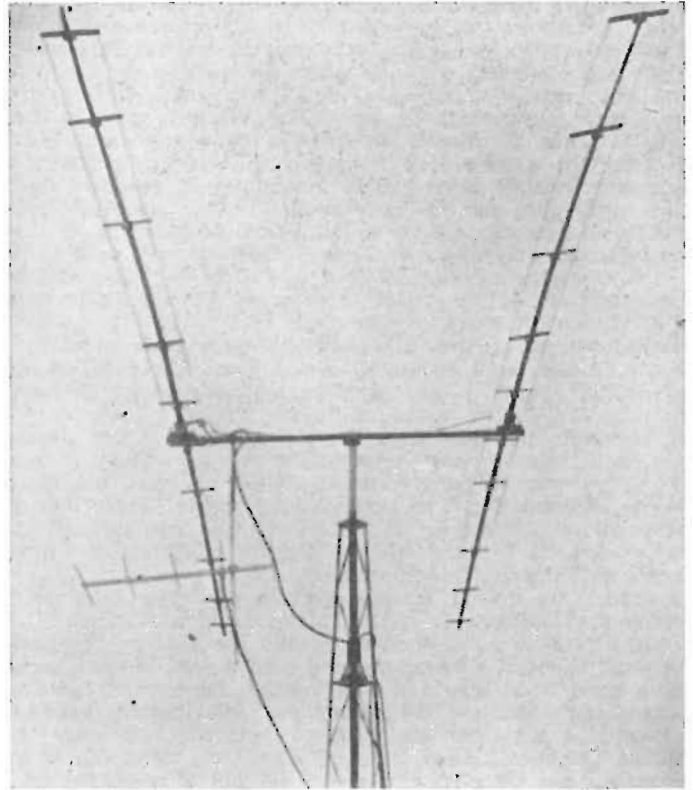



Figura 77

L'antenna « trombone »
Sotto, appena visibile,
la 5 elementi per i 144 MHz.

I due elementi costituiti da dipoli ripiegati, sono tagliati in modo da non risuonare entrambi alla frequenza di trasmissione, e questo dimensionamento, unitamente alla spaziatura (1/8 di lunghezza d'onda) e alla sezione di linea « di ritardo » che unisce i due dipoli (45° in meno), assicura uno sfasamento di circa 135° (180° - 45° = 135°).
Le formule usate per il calcolo sono:

$$\text{Radiatore: } L = \frac{137,5}{f} \text{ metri}$$

$$\text{Riflettore: } L = \frac{142,5}{f} \text{ metri}$$

$$\text{Sezione adattatrice: } L = \frac{37,5 \cdot K}{f}$$

dove: L = lunghezza dell'elemento in metri
f = frequenza in MHz
K = fattore di velocità del materiale usato per la sezione adattatrice che, nel nostro caso, è di 0,82 (piattina 300 ohm).

Per meglio comprendere il funzionamento, è bene tener presente il flusso delle correnti sui due dipoli (figura 78) e il grafico delle fasi (figura 79).

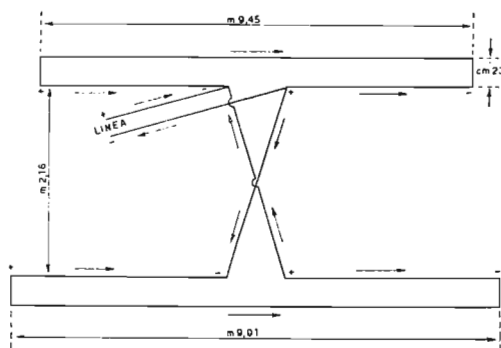



Figura 78

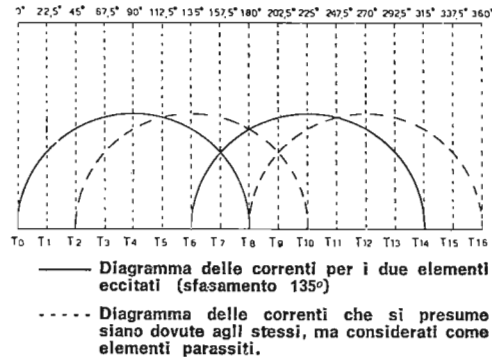
Quest'antenna è dovuta a W8MGP e assomma in sé i vantaggi di un'antenna con elementi eccitati (trasmissione di massima potenza) e parassiti, realizzando un guadagno uguale, se non superiore, a quello di una beam a tre elementi, pur con una culla di m. 2,43 circa. Per quanto riguarda l'impedenza caratteristica al punto di alimentazione, essa è stata misurata, nella realizzazione dello scrivente, in circa 125 ohm. Non ho avuto bisogno di procedere ad alcuna operazione di taratura. Appena terminata l'antenna vi ho connesso uno spezzone di cavo da 53 ohm di lunghezza presa a casaccio ed ho avuto gli stessi risultati che avevo ottenuto usando precedentemente una linea a $\lambda/2$ onda, come trasformatore 1:1 tra Tx e antenna, cioè un rapporto onde stazionarie 1,1:1. Il materiale usato per le prove era:

Trasmettitore G4/223 - della Geloso - Milano - Italia
Grid Dip Meter della Millen - USA
Antenna Impedance Meter della Heathkit - USA
SWR - Bridge della Ameco Co. - USA.
Dimensioni della realizzazione dello scrivente:
Direttore: m 9,45
Riflettore: m 9,91
Frequenze per il calcolo:
13,8 e 14,55 MHz
Sezione adattatrice: piattina o cavo 150 ohm - m 2,40 (1)
(Frequenza 14,2 MHz)
Distanza conduttori dipolo ripiegato - cm 23

(1) per opportunità, ho usato piattina 300 Ω, accorciando la spaziatura 1/8 di λ a 2,16 m - L'antenna va egregiamente.

Figura 79

——— **Diagramma delle correnti per i due elementi eccitati (sfasamento 135°)**

- - - - - **Diagramma delle correnti che si presume siano dovute agli stessi, ma considerati come elementi parassiti.**

Realizzazione pratica

L'antenna è su un traliccio alto m 5 circa sul terrazzo. La culla è in tubo elios da 50 mm di diametro esterno, lungo m 2,50. Su essa vengono adagiati i due supporti a T sui quali vengono agganciati i supporti dei dipoli. I supporti a T sono realizzati con due pezzi di lamiera zincata piegata a U e uniti a croce con quattro bulloncini da 1/4 lunghi cm 1. Le piastre misurano in lunghezza cm 18 quella inferiore e cm 35 quella superiore. La piastra inferiore viene fissata alla culla con morsetto reggibusto per balcone per tubi da 50 mm, mentre i supporti per l'antenna vengono fissati alla piastra superiore con morsetti dello stesso tipo, ma per tubi da 38 mm esterni. I supporti dei dipoli sono realizzati con aste entrambe lunghe circa m 10 e composte di due canne di bambù di m 4 ciascuna infilate per una sezione della parte più doppia (cioè uno dei nodi va dentro) alle estremità di un pezzo di tubo elios lungo m 2,50 e di sezione tale da lasciar passare senza gioco il tratto di canna di bambù, che lo scrivente ha fissato con due bulloni da 1/4 di sezione.
Su queste canne precedentemente verniciate (lo scrivente ha usato: 1 passata di antiruggine, 1 passata di Ripolin, 1 di alluminio) vengono bloccati con apposite grappette i distanziatori dei conduttori dei dipoli, ottenuti incollando insieme con Tensol Cement, n. 6 tre bacchette di plexiglass cm 26 x 2,50 x 0,5.
Il giorno dopo, vengono praticati, in quella centrale due fori a passare da mm. 3 alla distanza di cm 1,5 dalle rispettive estremità
Si pongono dieci distanziatori del genere per ogni dipolo. Appena fissati questi, tutti orizzontali e paralleli, e facendo attenzione a che gli estremi si trovino rispettivamente a m 4,72 e 1/2 dal centro per il dipolo più corto e m 4,95 e 1/2 per quello più lungo, si può provvedere a passare il filo di rame da mm 3 che costituirà i due dipoli ripiegati.

Si pone l'asta di supporto fra due sedie distanti circa m 5 in maniera che il tubo centrale in metallo faccia flettere un pochino le canne di bambù e si passa il filo di rame. Questo perché quando l'elemento sarà pronto e le canne torneranno orizzontali, il filo si stirerà ancora di più e il dipolo sarà perfettamente orizontale, senza alcun bisogno di controventatura e via dicendo (meglio fare la controventatura).
Precedentemente occorre costruirsi un isolatore in plexiglass allo scopo di bloccare i terminali dei dipoli, lasciando che fuori escano due terminali lunghi cm 0,5 per stagnarvi la sezione adattatrice della piattina, lunga complessivamente m 2,16 ma tagliata in due spezzoni, uno di due metri che viene saldato per una estremità al dipolo più lungo, e uno di cm 16, per il dipolo più corto. Dopo aver bloccati i terminali del dipolo più corto e saldata la piattina, si fa scendere il tutto in una cassettina in plexiglass precedentemente costruita e sulla quale è bloccata una presa per cavo coassiale da pannello. Si stagna un capo del dipolo alla massa della presa e l'altro capo al conduttore centrale. Si stagnano anche i due capi dello spezzone di piattina da cm 16 se non lo si è fatto precedentemente, si controlla bene, e si chiude la cassettina dalla quale uscirà soltanto il pezzetto di piattina. La cassetta lo scrivente l'ha pure bloccata alla culla con una bacchetta di perspex. Ora si pongono i due dipoli alle due estremità della culla e si stringono i dadi. Si pongono ad una distanza tale che consenta di poter stagnare tra loro le due estremità in piattina lasciate libere (quella proveniente dal dipolo più lungo e quella che proviene dalla cassettina) avendo cura d'invertire una delle due. Non c'è da fare altro che coprire la saldatura e avvitare alla presa la linea di alimentazione, lunga quanto sia necessario e della impedenza caratteristica compresa fra 52 e 125 ohm. Non c'è bisogno di taratura. Basta accendere il trasmettitore e... provare per vedere.
Collegamenti effettuati in fonia: 1-7-1965 - ore 23,15 - W2RKV - Rapporto S8 — S9 per QSB.
Collegamenti effettuati in fonia: 1-7-1965 - ore 23,35 - H3HQM - Rapporto S6 — S8 per QSB.
Collegamenti effettuati in fonia: 3-7-1965 - ore 00,15 - W8CVH - Rapporto S9 + 10 dB - no QSB.
Capisco che la propagazione è stata molto buona, ma l'antenna... eh, l'antenna!

6.i - Antenne direzionali ad elementi parassiti

Le antenne direzionali ad elementi parassiti si differenziano da quelle ad elementi eccitati in quanto in queste solo il radiatore è eccitato direttamente.

Gli altri elementi accoppiati al radiatore, come il riflettore e il direttore o più direttori, vengono eccitati indirettamente dal medesimo radiatore, e non direttamente dal Tx, come nei casi descritti in 6h.
Con esse si ottiene una massima direttività in un solo verso (vedi figura 80).

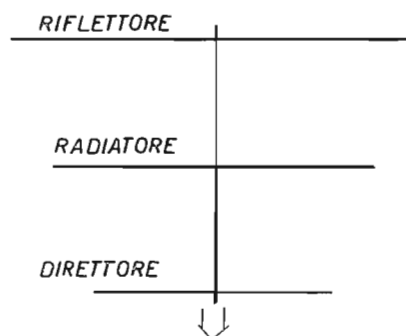



Figura 80

Usiamo questo tipo di antenna per ottenere massima direttività e guadagno al tempo stesso, mediante il dimensionamento (lunghezza e diametro dei conduttori) degli elementi e della spaziatura fra di essi. Comunque, una certa irradiazione del segnale avviene anche nel senso opposto a quello del massimo guadagno. La differenza, appunto, tra guadagno in avanti (che noi desideriamo, nel senso dove è posto il direttore) e quello indietro (che non vogliamo) viene chiamato *rapporto avanti indietro* (F/B ratio) ed è molto importante.

Come avviene il fenomeno del guadagno in antenne direzionali ad elementi parassiti?
Esso avviene così: immaginiamo di avere un' antenna formata da due dipoli lunghi ciascuno $\lambda/2$ e perpendicolari alla presente pagina e quindi determinati dai punti R ed R_1 come nella figura 81.

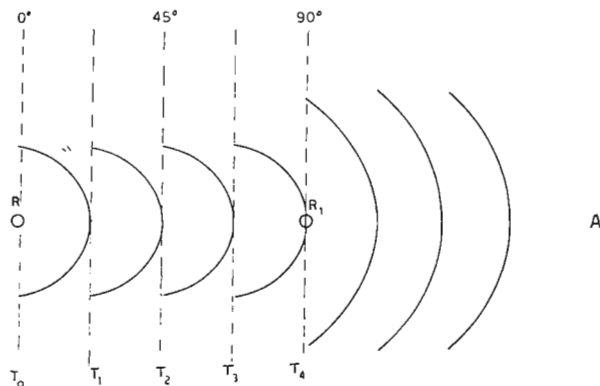



Figura 81

Essi sono distanti $\lambda/4$ e risuonano entrambi alla frequenza di 14,2 MHz.
Supponiamo che un impulso di corrente I_o raggiunga l'elemento R nell'istante To e l'elemento R_1 nell'istante T_4, cioè con uno sfasamento di 90° o con un quarto di ciclo in ritardo. Avviene che nell'istante di tempo T_4 l'energia irradiata in tutte le direzioni dall'elemento R ha raggiunto anche l'elemento R1 posto alla distanza di 1/4 di ciclo, eccitandolo, cioè ponendo in movimento le sue particelle. Ma in questo stesso istante, le particelle cariche di energia si mettono in moto perché eccitate direttamente dall'impulso di corrente ad esso fornito nel tempo T_4. Di conseguenza si ha che nel tempo T_4, sull'elemento R1 sono presenti due eccitazioni: quella diretta, e quella indiretta. Queste sono cioè in fase, e allora si sommano e la irradiazione verso A risulta doppia o, comunque, rafforzata. Quindi i due elementi vengono ad irradiare direzionalmente verso A con un certo guadagno (5 dB) rispetto al dipolo semplice. Quando gli elementi sono parecchi, le varie componenti s'incontrano e si sommano e il segnale irradiato risulta maggiorato, restando costante l'energia fornita dal trasmettitore. Il riflettore viene tagliato leggermente più lungo e posto lontano dal radiatore ad una distanza diversa da quella del direttore, in modo che la sua componente sia sfasata o addirittura in opposizione di fase; in tal modo il guadagno è soltanto in avanti, o meglio, più in avanti che indietro.
Dal grafico della figura 82 possiamo notare il guadagno

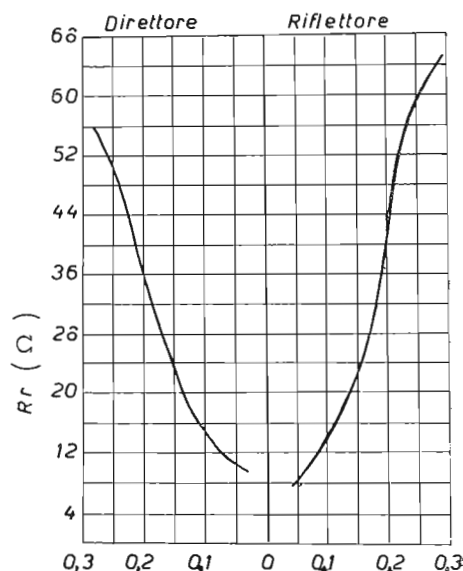



Figura 82

Spaziature elementi in frazione di λ.

in relazione alla spaziatura fra gli elementi di un'antenna direzionale a tre elementi parassiti (per comodità, d'ora in avanti diremo soltanto: beam)
Generalmente, gli elementi di una beam non debbono mai essere risuonanti alla frequenza di lavoro.
Poiché pertanto la lunghezza del direttore viene ad essere minore di quella del radiatore e quella del riflettore maggiore, noi abbiamo nel primo caso (direttore) una reattanza capacitiva, e un anticipo, e nel secondo (riflettore) una reattanza induttiva, e un ritardo nello sfasamento, e quindi la possibilità di fare sommare le varie componenti. Se entrambi gli elementi parassiti fossero uguali al radiatore, la reattanza sarebbe uguale a zero, e nessun guadagno avremmo verso il punto A come in figura 81.
La figura n. 83 qui di seguito, mostra la variazione del rapporto avanti-indietro in una beam, al variare della reattanza del direttore e del riflettore.

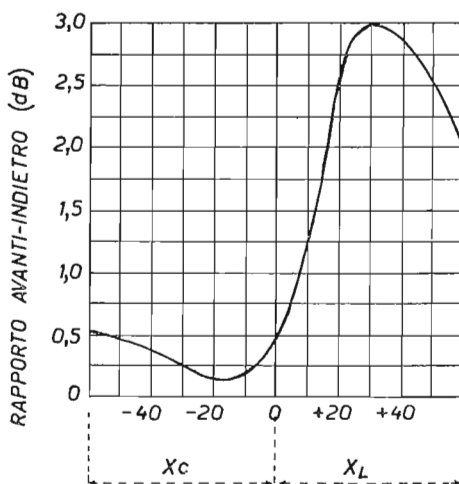



Figura 83

Variazione delle reattanze in una « beam ».
Direttore (X_C)
Riflettore (X_L)

Comunque, noi possiamo migliorare il rapporto avanti-indietro operando sperimentalmente sulle dimensioni (reattanze) degli elementi, senza però osservare delle forti variazioni in avanti; e questo specie per quanto riguarda qualsiasi ridimensionamento del riflettore, il quale peraltro mostra anche una curva di risposta al guadagno più piatta che non il direttore (figura 84).

Figura 84

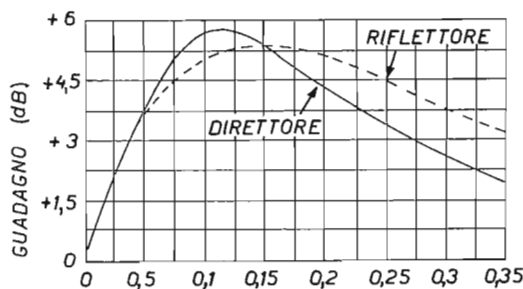
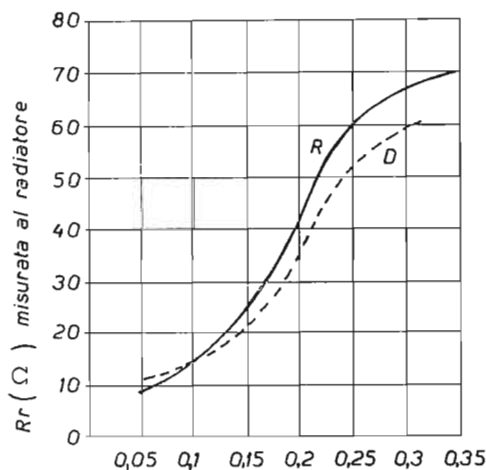
Spaziatura in frazione di λ.

Altra maniera d'influire sul guadagno e sul rapporto avanti-indietro consiste nel variare sperimentalmente la spaziatura fra gli elementi. Questo però influenza direttamente la variazione della Rr (resistenza di radiazione) dell'antenna. Minore è la spaziatura fra gli elementi, più bassa diventa la resistenza di radiazione, con conseguente introduzione di problemi connessi alla mutua impedenza, all'adattamento con la linea e via dicendo, come in figura 85.

Figura 85

Spaziatura in frazione di λ.
R = radiatore + riflettore.
D = radiatore + direttore.

In essa vediamo il variare della Rr al variare della spaziatura fra due dipoli a mezza onda risuonanti alla medesima frequenza.

Dopo quanto si è detto, concludiamo che occorre venire ad un compromesso fra: guadagno, direttività, apertura, rapporto avanti-indietro (RAI) e Rr.

Una spaziatura da 0,12 a 0,15 di λ è, per lo scrivente, il migliore compromesso, a lieve scapito del massimo guadagno del direttore, ma con una resistenza di radiazione che si mantiene all'accettabile valore di 25 ohm. Supponendo di usare un cavo da 53 ohm, senza perder tempo ad adattare

la linea all'antenna si avrebbe un ROS di 2:1. Cioè, con 100 W di potenza, se ne irradierebbero almeno 70; è tanto, per una situazione di emergenza!
Una direttiva tre elementi ha circa 7 db di guadagno: la perdita sarebbe quindi in parte compensata. Comunque, un aumento della Rr, unitamente ad una curva più piatta della risposta dell'antenna in funzione della frequenza di lavoro si può ottenere usando per radiatore un dipolo ripiegato; ciò comporterebbe però l'uso di una linea bilanciata per discesa o un adattatore fra antenna e linea. Quindi altri problemi.

Lo scrivente si regolerebbe così:

a) Linea di discesa: cavo coassiale 53 ohm (RG 8/U).
b) Antenna: due o tre elementi in duralluminio senz'altro per i 20 m, a tre elementi o più per le frequenze più alte.
c) Spaziatura elementi: da 0,1 a 0,15 di λ.
d) Adattatore: gamma match.

6.1 - Antenne direzionali

Dati per la costruzione di antenne direzionali per 20, 15 e 10 m in anticorodal 35 mm Ø est., con sezioni a cannocchiale per facili operazioni di allungamento e accorciamento degli elementi.

L = lunghezza elemento in cm
Rr = circa 25 ohm
Guadagno = circa 7,5 db
f = frequenza in MHz
Adattatore = Gamma match
S = spaziatura

DUE ELEMENTI

10 metri:

radiatore $L = \frac{14450}{f}$

direttore $L = \frac{13255}{f}$

spaziatura $S = \frac{3660}{f}$

15 metri:

radiatore $L = \frac{14480}{f}$

direttore $L = \frac{13660}{f}$

spaziatura $S = \frac{3660}{f}$

20 metri

radiatore $L = \frac{14480}{f}$

direttore $L = \frac{13660}{f}$

spaziatura $S = \frac{3660}{f}$

TRE ELEMENTI

L = lunghezza elemento in m
Rr = circa 25 ohm
Guadagno: circa 4 db
f = frequenza in MHz
Adattatore = Gamma match
S = spaziatura

10 metri:

radiatore $L = \frac{14480}{f}$

direttore $L = \frac{13290}{f}$

riflettore $L = \frac{15400}{f}$

spaziatura $S = \frac{5640}{f}$

15 metri:

radiatore $L = \frac{14250}{f}$

direttore $L = \frac{13570}{f}$

riflettore $L = \frac{15280}{f}$

spaziatura $S = \frac{4270}{f}$

20 metri

radiatore $L = \frac{14250}{f}$

direttore $L = \frac{13570}{f}$

riflettore $L = \frac{15280}{f}$

spaziatura $S = \frac{4270}{f}$

6.m - Adattatore a « gamma match »

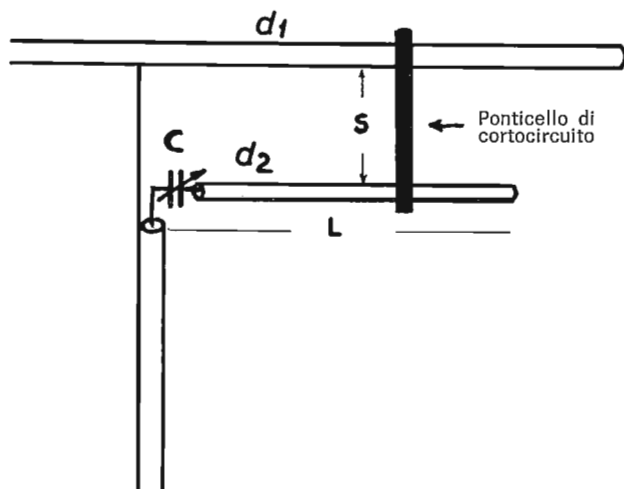



Figura 86

Adattatore a « gamma ».

Frequenza MHz	C in pF	L cm	S cm	d1 mm	d2
28,750	45	Da 50 a 60	10	35	12
21,700	70	Da 75 a 80	12	35	12
14,200	120	Da 100 a 120	15	35	18

6.n - Antenna « Quad »

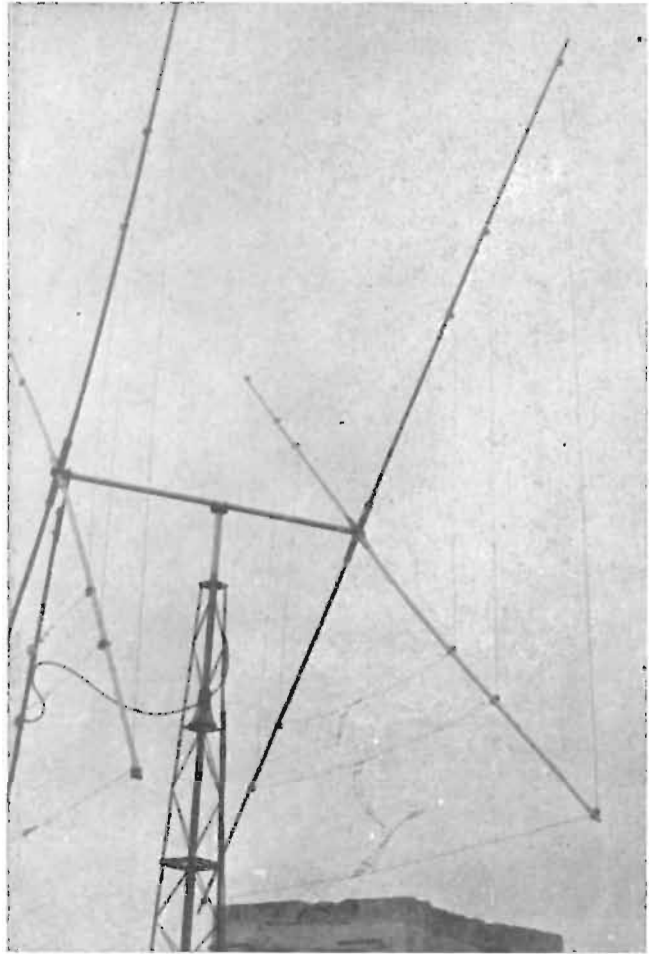
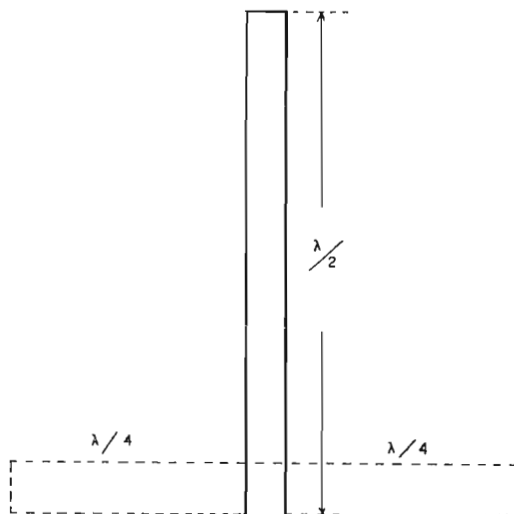



Figura 87

Antenna « Quad » per 20,15 e 10 m.

Immaginiamo di prendere un dipolo ripiegato (Rr = 300 Ω) e, fissati assieme su una bacchetta di perspex i due punti dove viene alimentato, tirare i conduttori, facendo presa sul punto A, opposto al punto di alimentazione. Risulta così una linea fatta di conduttori paralleli e cortocircuitata (Rr = 0), lunga λ/2 come in figura 88.

Figura 88

Se, nel mentre tiriamo i conduttori, noi ci fermiamo a metà strada e facciamo trattenere da due forze opposte gli estremi originali del dipolo ripiegato, otteniamo un rombo come in figura 89, la cui (Rr)

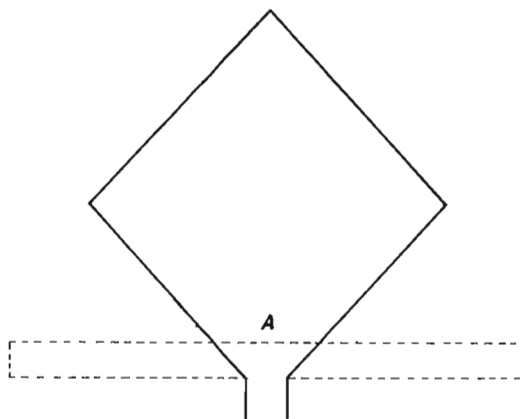



Figura 89

è compresa tra 300 Ω e 0 Ω; se poi spostiamo l'alimentazione, portandola al centro di uno dei lati del rombo, avremo formato un quadrato avente i lati lunghi $\lambda/4$ e una Rr di 125 Ω, come in figura 90.

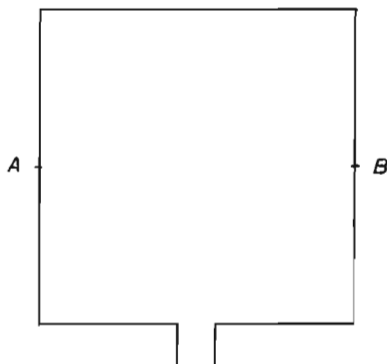



Figura 90

Esso ha l'impedenza massima nei punti A e B e un guadagno di 1 dB sul dipolo semplice, nonché una « curva di risposta » più piatta alla frequenza di trasmissione al variare di questa entro poche migliaia di cicli. Aggiungendo un elemento parassita, si aumenta il guadagno, grandezza che risulta una variabile dipendente dalla spaziatura fra gli elementi e dalla loro frequenza di risonanza. Questi fattori determinano, appunto, il grado di accoppiamento fra gli stessi.
Con due soli elementi (radiatore e riflettore) — (radiatore e direttore) ed una spaziatura di $\lambda/8$, si ottiene un guadagno di circa 5,5 dB, cioè quasi quello di una « beam » due elementi —.

Con una spaziatura da 0,1 a 0,15 di λ, il radiatore presenta alla misurazione una Rr di 65 Ω, naturalmente, sempre con un'altezza dell'antenna dal suolo di λ/2.

REALIZZAZIONE

La « quad » può essere realizzata con filo di rame fino a 1/2500 di λ di spessore (nel caso dei 20 m, quindi, anche con filo da mm 1, lo scrivente ha usato filo da mm 3).
Poiché la « spira quadrata » dell'antenna ha un basso « Q », i due elementi possono essere fatti di uguale dimensione, leggermente variando poi la risonanza del riflettore per mezzo di un adattatore a linea chiusa, munito di cortocircuito scorrevole onde tarare l'elemento alla risonanza voluta (vedi figura 91).

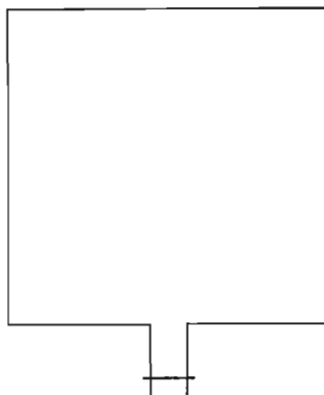



Figura 91

Per il calcolo degli elementi useremo le seguenti formule:

$$\text{Lato elemento (in m)} = L = \frac{75{,}5}{f\,(\text{MHz})}$$

$$\text{Spaziatura (in m)} = S = \frac{36}{f\,(\text{MHz})}$$

e calcoleremo detta lunghezza fino ai centimetri, arrotondando per eccesso.
L'adattatore lo faremo con il medesimo filo usato per gli elementi, della lunghezza di 1/5 della misura del lato, indi varieremo la risonanza servendoci del morsetto di cortocircuito.
Per la spaziatura dell'adattatore, bastano 6 cm fra i conduttori.

Ho trovato utilissimo usare delle doppie crociere in alluminio fuso di provenienza USA (vedi figura 92), ma le stesse possono essere realizzate da un buon meccanico, saldando a due metà di spezzone di tubo elios di 10 cm di lunghezza e diametro originario ∅ est. di 50 mm. quattro (due per ciascuna metà) angolari 30 x 30 x 3.

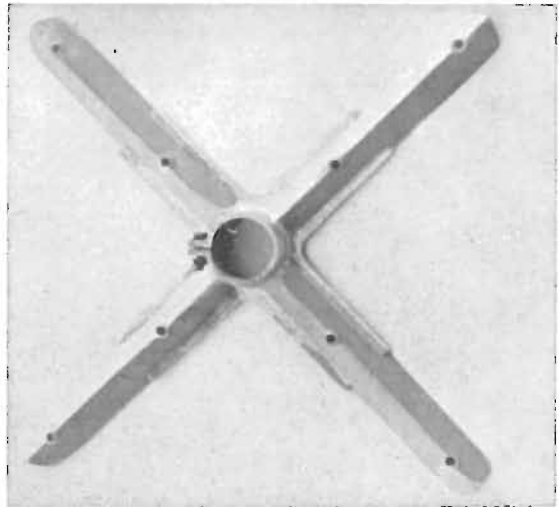



Figura 92

Praticando due fori distanziati una ventina di cm fra loro, proprio all'angolo dove le due verzelle dell'angolare s'incontrano e limando lo spigolo un pochino, si ottengono delle buone crociere per imbullonarvi quattro aste di bambù di m 4 ciascuna, sulle quali è facile fissare i quattro bloccaggi per il conduttore che costituisce l'elemento (vedi figura 93). L'unico inconveniente di quest'antenna è quello di essere più ingombrante e meno maneggevole di una beam due elementi in duralluminio con gamma match (almeno per i 20 m). Inoltre, per avere il lato inferiore almeno a $\lambda/4$ dalla terra, è necessario avere la culla due metri e mezzo più in alto, con conseguenti problemi e preoccupazioni.

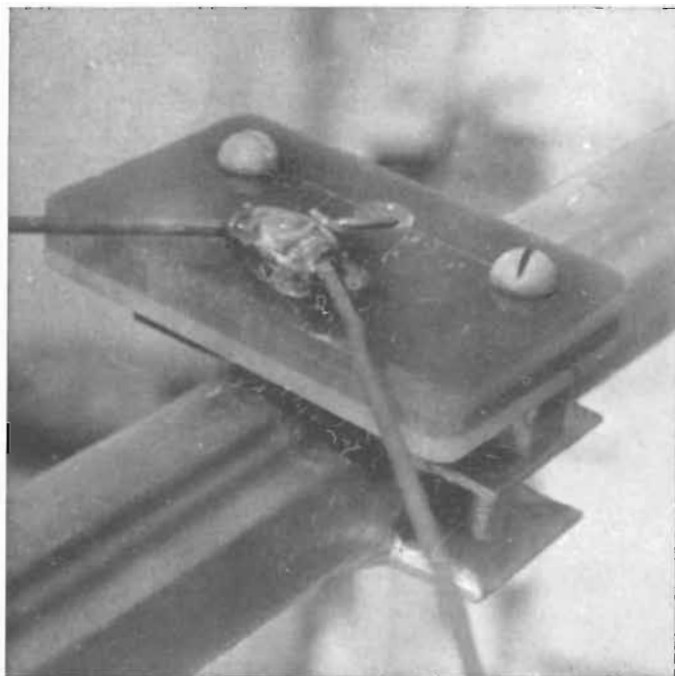



Figura 93

Particolare morsetti tendifilo e supporto.

Per i 10 m invece può venir fuori un vero gioiello.
Si avverte che, una volta calcolato il lato dell'elemento, si possono fissare precedentemente i quattro bloccaggi e poi tendere il filo, tenendo presente che:

$$d = l \sqrt{2} = l \times 1{,}41$$

in cui: d = diagonale del quadrato
l = lato del quadrato.

6.o - Antenne per VHF e UHF

Note generali.

Specie per la gamma dei 144-146 MHz, è molto conveniente usare antenne direzionali ad elementi parassiti (le già menzionate « beam »), chiamate pure « Yagi » per onorare lo studioso giapponese Hidetsugu Yagi, realizzatore di questo tipo di antenne.
La costruzione di dette antenne non presenta problemi meccanici di rilievo: esse sono leggere e le dimensioni ottime quanto a spazio occupato, resistenza al vento e via discorrendo.

Vanno benissimo tubi in anticorodal da 6 a 12 mm di sezione (pieni o non, a seconda).
La lunghezza degli elementi in cm si può calcolare mediante la formula:

$$L = \frac{14100}{f\,(\text{MHz})}$$

per dipoli a mezza onda.
Tuttavia, nel caso di « Yagi » a molti elementi, è bene che i direttori siano tutti della medesima lunghezza. Naturalmente, detta dimensione è sempre in funzione della sezione di tubo usato, come illustrato dal grafico di figura 94.

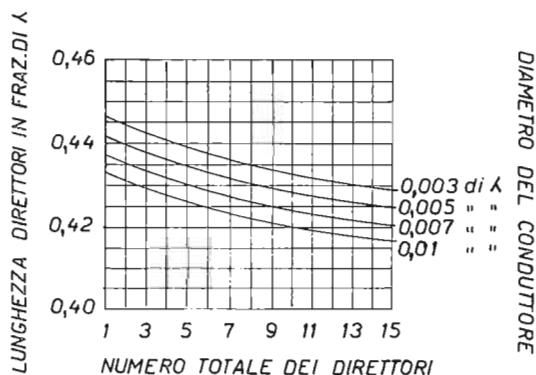



Figura 94

Per quanto riguarda le interdistanze fra gli elementi, ci si regoli con la tabella seguente:

numero direttori	spaziatura in fraz. di
1	0,09
2	0,09
3	0,09
4	0,2
5	0,39
6	0,39
7	0,39
8	0,39
9	0,39
10	0,39
11	0,39
12	0,39
13	0,39
14	0,39
15	0,39

Figura 95

Occorre anche tener presente che se la culla sulla quale sono adagiati gli elementi non è isolata da questi, occorre allungare gli stessi di almeno 2/3 del diametro del tubo tondo o quadro usato per la culla.
Un riflettore di due elementi, o meglio, di tre, di cui due montati sopra e sotto il riflettore, in modo che tutto il riflettore sia costituito complessivamente da tre elementi tutti nel medesimo piano verticale, posti alla distanza di λ/4 dal riflettore adagiato sulla culla, rendono più piatta la curva di risposta dell'antenna al variare della frequenza di lavoro
È logico che, invece di usare dei direttori tutti della medesima lunghezza nonché le spaziature della tabella di figura 95, si possono usare elementi di diversa lunghezza uno dall'altro, come pure interdistanze diverse. Tuttavia, questo secondo sistema è di più difficile taratura. Però, una volta tarato il sistema, noi abbiamo la possibilità di togliere qualche elemento, facendo rimanere invariate le caratteristiche di risposta del rimanente gruppo di elementi giacenti sulla culla.
Aumentando il numero dei direttori, aumenta il guadagno che, oltre il 13mo direttore resta pressoché invariato o è tanto lieve da non compensare l'aumento delle dimensioni dell'antenna con annessi problemi meccanici di supporto e via dicendo.
Poste queste premesse di carattere generale e tenuto presente che in genere il riflettore dev'essere il 5% più lungo del radiatore e il 1° direttore il 5% più corto, il II° direttore il 6% più corto ecc., passiamo subito ad alcuni tipi di antenne realizzati dallo scrivente (non inventati) per la gamma dei 144-146 MHz.

6.p - « J »

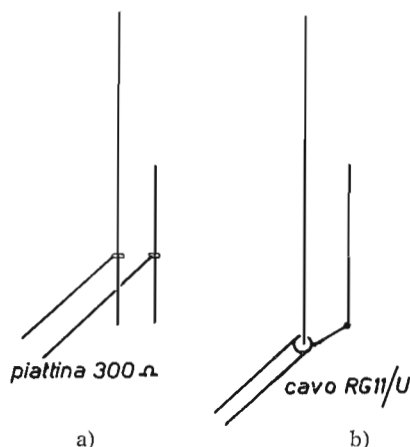



Figura 96

È un'antenna omnidirezionale a polarizzazione verticale come dalla figura 96, ottima perché non presenta difficoltà

per il sostegno. Si tratta di alimentare un dipolo a mezza onda ad una sua estremità, cioè in un ventre di tensione, dove l'impedenza verso massa è alta. Pertanto si ha bisogno di una sezione adattatrice a quarto d'onda (vedi figura 97 a), costituita appunto da conduttori simili a quello usato per il dipolo. Nella sezione adattatrice le correnti sono opposte di segno e si cancellano.

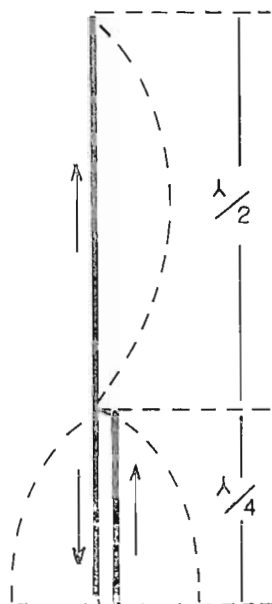



Figura 97

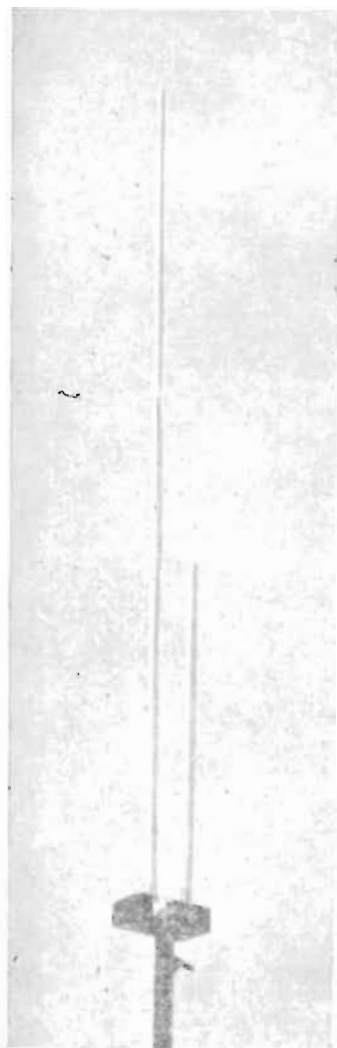
Figura 97 a

Come si può notare in a) della figura 96, si può collegare all'antenna una linea di alimentazione costituita da una piattina di 300 ohm d'impedenza, mediante due morsetti scorrevoli, onde trovare il migliore punto di adattamento e poi bloccarli, oppure collegare ai terminali della sezione adattatrice del cavo coassiale da 75 ohm.
La figura 97 mostra la « J » realizzata dallo scrivente per stazione fissa o mobile. L'antenna è adagiata momentaneamente su un supporto per poterla fotografare.

Calcolo:

$$\text{Sezione } \frac{\lambda}{2} = \frac{14100}{f\,(\text{MHz})}$$

$$\text{Sezione } \frac{\lambda}{4} = \frac{7250}{f\,(\text{MHz})}$$

S = da 2 a 5 cm (distanza fra conduttori) Sezione $\lambda/4$

Realizzazione:

L'antenna è costituita da tubi in ottone cromato inseribili l'uno nell'altro a cannocchiale, quello inferiore del diametro esterno di mm 8 e quello superiore del diametro esterno di mm 4. Sia il tubo più lungo che quello più corto terminano con un attacco filettato, appunto per poterli smontare facilmente. Infatti l'antenna in parola fu progettata perché potesse servire anche per esperimenti con stazione mobile. Quindi la parte più importante è costituita dalla base in perspex.

Essa è composta da 9 (nove) pezzi di perspex da 0,5 cm di spessore delle dimensioni 10 x 6 cm. S'incollano separatamente due gruppi di quattro pezzi ciascuno con collante ACRIFIX 96 della Röhm & Haas GMBH - Darmstadt - Germania. Il nono pezzo deve essere sagomato con seghetto da traforo, in modo che possa alloggiare due flange di ottone da 5 mm di spessore come nel disegno di figura 98.

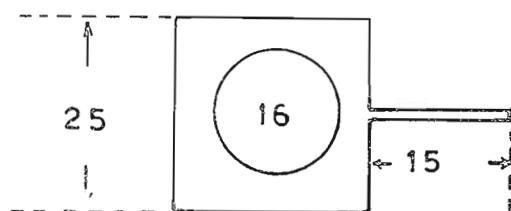



Figura 98

Dopo aver terminata la sagomatura, s'inseriscono le flange, si mette il pezzo fra i due grossi già incollati, si stringe il tutto in una morsa con delicatezza e, in corrispondenza di uno dei terminali a punta di una flangia, si fa il foro d'invito per il di dietro della presa da pannello per cavo coassiale SO - 239. Si toglie il tutto dalla morsa e si provvede a saldare il conduttore centrale della presa SO - 239 alla estremità della flangia, nonché l'estremo della linguetta di cui alla figura 99 (spessore 0,5 mm) alla estremità dell'altra flangia. Si alloggia il tutto nel perspex sagomato, si mette il collante e si incollano sopra e sotto i due pezzi doppi. Si mette il tutto in una morsa e si lascia per un giorno.

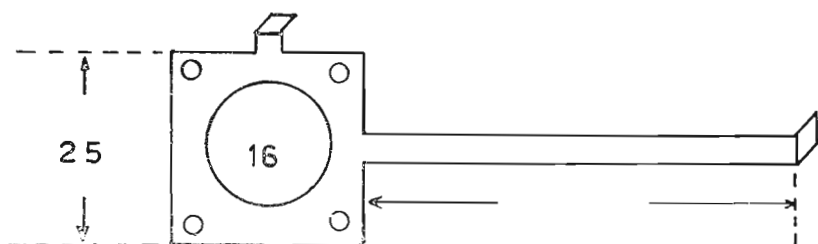



Figura 99

Dopo si buca il perspex in corrispondenza delle flange con punta da mm 17 e si filetta con filiera maschio da 1/4 GAS. Inutile dire che la presa SO - 239 va fissata con quattro bulloncini da avvitare nel prespex, previa esecuzione di quattro piccoli fori filettati in corrispondenza dei buchi della presa. Anche ai quattro angoli della base vanno fatti quattro fori. Le figure 100 e 101 mostrano nei dettagli la base dell'antenna. Questa può essere applicata sia sul porta bagagli della macchina che su un qualsiasi supporto fisso, sul tetto, per stazione fissa.
Si aggiunge, prima di concludere, che per il calcolo di sezioni adattatrici in piattina Amphenol 300 ohm o cavo RG 8/U ed RG 11/U valgono le formule:

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{14630 \times K}{f}$$

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{7315 \times K}{f}$$

in cui: K = 0,66 per cavi e 0,82 per piattina
f = frequenza in MHz

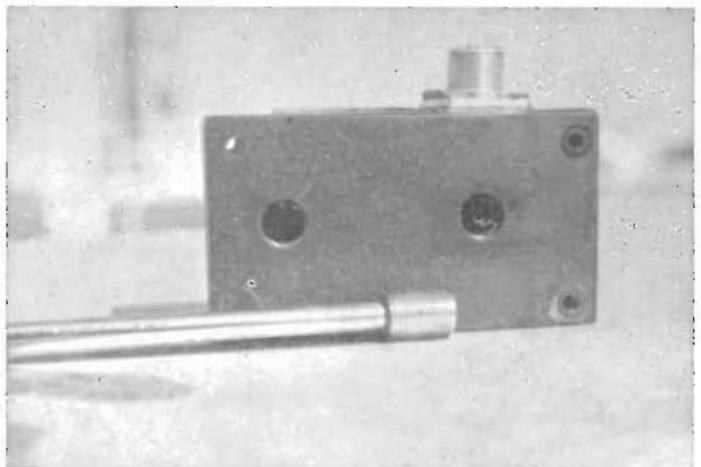



Figura 100

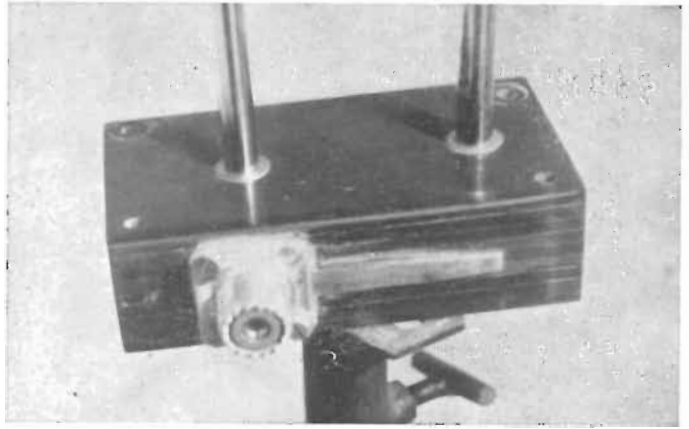



Figura 101

Le figure 102 e 103 mostrano come realizzare detti trasformatori d'impedenza.

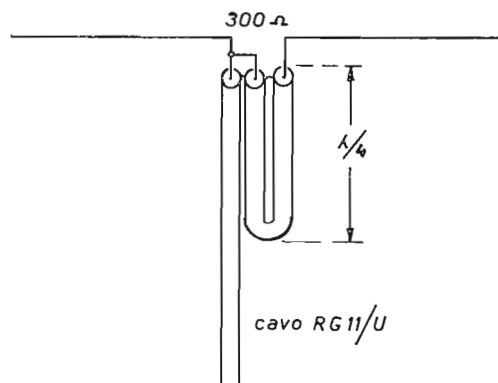



Figura 102

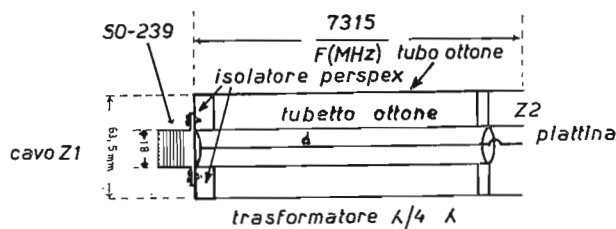



Figura 103

6.q - Ground plane (per 144=146 MHz)

Calcolo: Radiatore verticale in cm $= \dfrac{7050}{f\ (MHz)}$

Radiali: 5% più lunghi del radiatore
Base di supporto: la medesima or ora descritta, con i radiali saldati ad un anello concentrico al radiatore verticale e collegato con linguettina di cortocircuito alla flangia esterna della presa SO - 239. L'anello, in ottone da 5 mm, come da figura 104 viene fissato con bulloncini alla base soltanto quando questa serve per realizzare questo esperimento. La sezione adattatrice si calcola con la formula già menzionata e con spezzone di linea uguale a quella usata per la discesa.

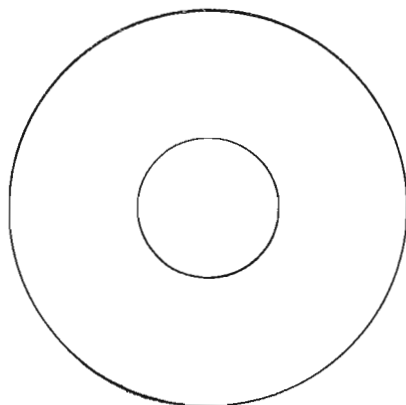



Figura 104

6.r - Antenna 5 elementi per 144 MHz (adattatore a « gamma match »)

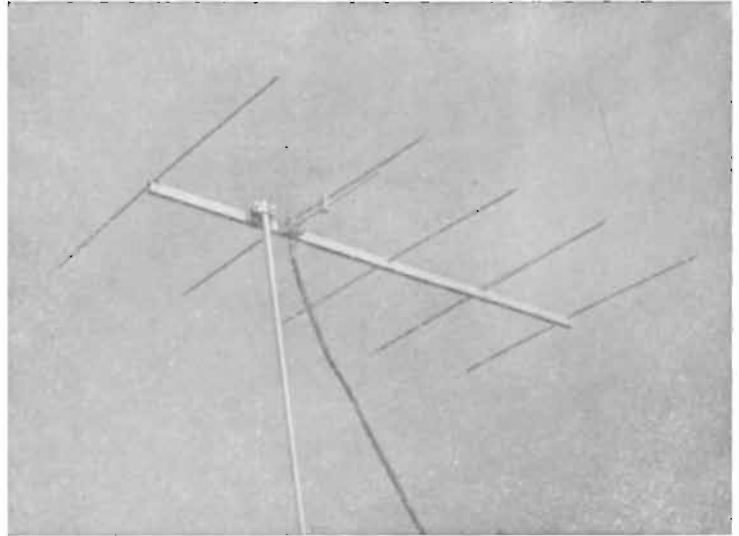



Figura 105

Presenterò qui semplicemente una 5 elementi (figura 105) per 144 MHz con adattatore a gamma (gamma match) (figura 106).

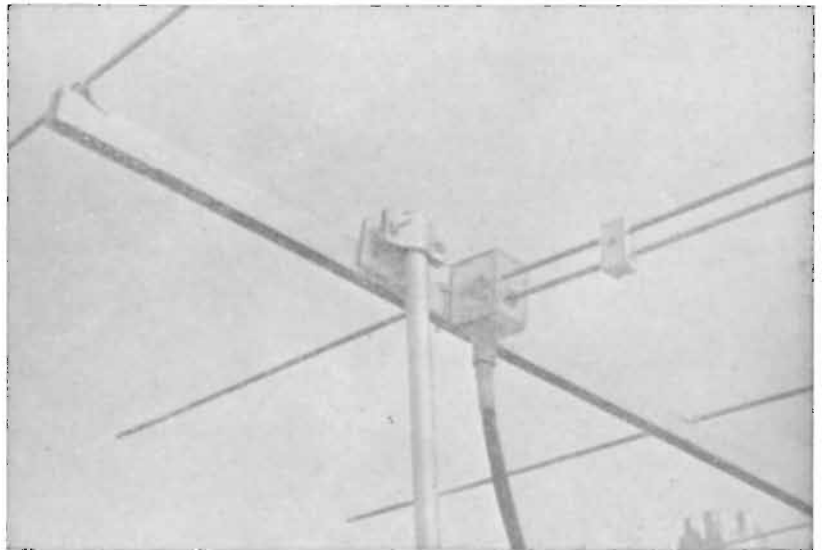



Figura 106

Questo sistema di adattamento che è il migliore da usarsi con linee non bilanciate (cavi), fa evitare:
a) la costruzione del dipolo ripiegato (folded dipole) al radiatore dell'antenna, con relativo fastidio di trovare il sistema di bloccaggio isolato dalla culla;

b) con il morsetto di cortocircuito spostabile (figura 106) si può trovare facilmente il punto critico per adattare all'antenna, « sul posto », un cavo qualsiasi, cioè anche quello di cui non sappiamo l'impedenza.
c) con una piccola cassettina in perspex (figura 106) 4 x 4 cm si può provvedere a bloccare l'adattatore, a proteggere il variabilino da 30 pF che compensa la reattanza induttiva dell'adattatore, e infine proteggere la presa d'antenna, fatta con presa da pannello per cavo coassiale.
Più che le misure delle dimensioni dell'antenna, pur molto importanti, sono questi piccoli accorgimenti che ci fanno risparmiare tempo, denaro e... radiofrequenza.
Ecco i dati costruttivi e quelli relativi al controllo del guadagno per coloro i quali vogliono cimentarsi a costruirla, specie se hanno a disposizione spezzoni di perspex collante Tensol Cemen n. 6, seghetto da traforo e un po' di entusiasmo.
Ripeto: ho provveduto ad adottare il gamma match perché uso per tutte le frequenze di lavoro, eccetto il dipolo semplice per i 40 m. cavo coassiale da 53 Ω RG 8/U. La culla è in anticorodal rettangolare 25 x 15 mm; tutti gli elementi in anticorodal da 5 mm di sezione, compreso l'adattatore.

elemento	lunghezza (mm)	spaziature (centro a centro, in mm)
culla	1280	
riflettore	1230	riflettore — radiatore 335
radiatore	968	radiatore — 1° direttore 308
1° direttore	918	1° — 2° direttore 308
2° direttore	904	2° — 3° direttore 305
3° direttore	892	

distanza cortocircuito adattatore dalla culla: 140 mm
lunghezza totale sbarretta gamma match 345 mm
distanza interna tra radiatore e sbarretta adattatore 15 mm

La cassettina di protezione del variabilino è, come ho detto, un cubetto di perspex di 5 cm di spigolo; esso fa da sostegno anche ad una estremità dell'adattatore e alla presa da pannello per cavo coassiale.
In questa maniera tutto è a tenuta stagna ed è facilmente smontabile, in quanto la linea è innestata all'antenna con la presa avvitabile per cavo. Comprese le zanche di sostegno e i bulloni, come da fotografia, l'antenna completa pesa 780 grammi. Il rapporto avanti indietro è il seguente: con 0,8 W di radiofrequenza input si ha un segnalone che manda lo strumento del misuratore di campo in visibilio,

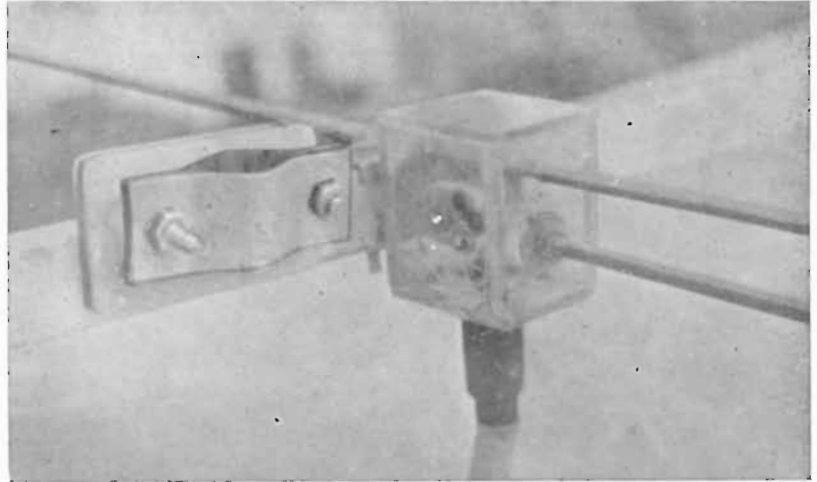



Figura 107

Particolare della cassetta stagna in perspex

con lancetta a fondo scala; girando l'antenna in modo da volgere il riflettore al menzionato strumento posto a una cinquantina di metri, come prima, dal Tx, non risulta alcun segnale, anche modulando. L'antenna del posto di ascolto era un semplice dipolino orientato in modo che fosse parallelo agli elementi dell'antenna.
Per la taratura, o meglio, l'aggiustamento del cortocircuito dell'adattatore e la taratura con il variabilino da 30 pF, vedasi la procedura descritta per l'antenna a elica sul n. 7 di CD del 1965.

6.s - Antenna a elica per 144 MHz

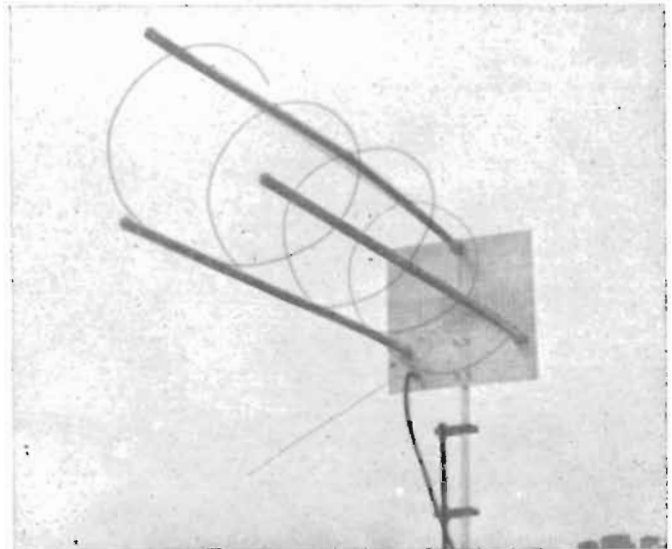



Figura 108

In seguito al perfezionamento della tecnica costruttiva degli apparati elettronici messi in commercio, di costruzione nazionale ed estera, nonché al lancio e messa in orbita di satelliti tipo Oscar III, si rendono oggi possibili per i radioamatori dei collegamenti VHF a grande distanza.
Poiché in Italia abbiamo a disposizione la frequenza di 144-146 MHz, per non parlare di quelle ancora più alte, sorge la possibilità di realizzare un'antenna poco nota fino a qualche tempo fa, specie perché di difficile realizzazione da parte di tecnici e radioamatori. Infatti, al disotto dei 144 MHz, le dimensioni dell'elica cominciano a rendere quest'antenna ingombrante e poco pratica.
Con un'antenna di questo genere, è molto più facile seguire il cammino dei satelliti artificiali e comunque irradiare o captare segnali aventi la frequenza superiore ai 100 MHz.
Prima di tutto occore tener presente che varie sono le ragioni che consiglierebbero l'uso di una simile antenna:
a) Il rapporto tra la massima e la minima frequenza trasmissibile è di circa 1,8/1, per cui la irradiazione nel senso dell'elica risulta buona su una banda abbastanza larga.
b) Si ottengono circa 11 dB su una larga banda con sole 4 spire.
c) Il lobo di maggiore irradiazione ha un'ampiezza di circa 50° con il 50% della potenza irradiata.
d) Non è critica.
e) Funziona come se fosse polarizzata orizzontalmente, verticalmente e circolarmente. Inoltre, avendo per riflettore un piano di terra artificiale (ground plane), essa presenta un carico non bilanciato e quindi può essere alimentata con cavo coassiale.

Considerazioni teoriche

L'antenna ad elica può benissimo considerarsi come un'antenna circolare (« Quad » - « Loop ») oppure come un semplice dipolo, a seconda che si consideri rispettivamente l'avvicinamento delle spire sino a quando queste si sovrappongono l'una all'altra, oppure l'allontanamento di esse sino ad ottenere un diametro di spira uguale a zero.
Conseguentemente, a seconda che la circonferenza di una spira sia minore o maggiore di una lunghezza d'onda, l'antenna ad elica irradierà in senso perpendicolare

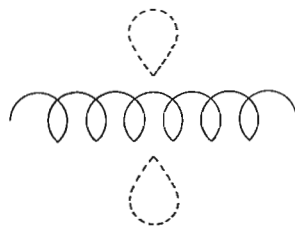



Figura 109

Propagazione perpendicolare all'asse dell'elica.

o coassiale all'elica.

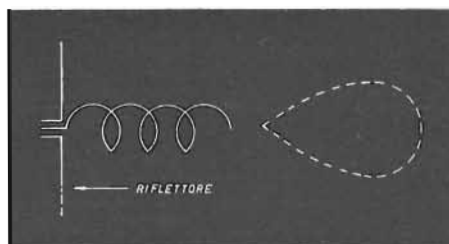



Figura 110

È ovvio che noi ci serviremo sempre di questo secondo tipo d'irradiazione, perché nel senso dell'elica otteniamo la massima intensità di campo congiunta ad una forte direttività e al massimo guadagno.
Indicando con S la spaziatura delle spire, con C la circonferenza, con α l'inclinazione del tratto ab rispetto al riflettore (fig. 111) e

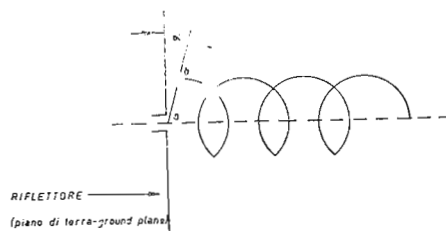



Figura 111

α = inclinazione della spirale rispetto al piano di terra, (il variare dell'ampiezza dell'arco α determina un cambiamento d'impedenza dell'antenna).

rammentando che l'antenna diventa una bobina con spire accoppiate per α = O° e diventa un dipolo per α = 90°, considereremo ottima un'elica avente

$$C = \frac{3}{4}\lambda \div \frac{4}{3}\lambda \quad \alpha \text{ da } 12^\circ \text{ a } 15^\circ,$$

un numero minimo di spire e per riflettore un « ground plane ». L'alimentazione è ottenuta mediante cavo coassiale avente la calza esterna collegata al riflettore e il conduttore interno collegato all'elica.

Il guadagno e la larghezza di banda varieranno con il variare del numero delle spire. Il calcolo di cui alla figura 112

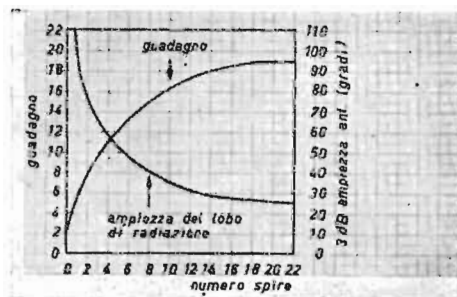



Figura 112

si riferisce ad un'elica nello spazio libero avente C = λ e α = 12°. Portando le spire al doppio, si ottiene il guadagno di 3 dB, e una riduzione dell'ampiezza del lobo d'irradiazione pari ad una costante che secondo il Dott. J.D. Kraus, è di 0,707 (figura 113).

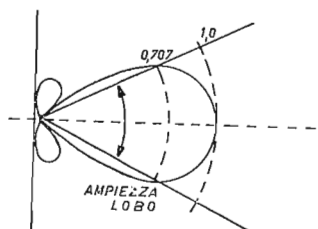



Figura 113

Secondo i risultati sperimentali del Kraus, con un'elica della misura di $3/4 < C\lambda < 4/3$, l'impedenza terminale dell'antenna è pressoché costante come funzione della frequenza, ed è la stessa di quella della linea di alimentazione avente come carico una resistenza uguale alla propria impedenza caratteristica. Questo perché I_o è molto piccola rispetto ad I_2 ed essendo

$$SWR = \frac{I_o + I_2}{I_o - I_2}$$

dove: SWR (Standing Wave Ratio = Rapporto Onde Stazionarie)
I_o = Corrente irradiata
I_2 = Corrente riflessa.

Secondo il Dott. Kraus, R = 140 Cλ con un'approssimazione del 20%, sempre per $\alpha = 12° \div 15°$. Pertanto, occorre un trasformatore d'impedenza fra linea ed antenna, costituito da una sezione adattatrice aperta avente la lunghezza di mezza onda. Concludiamo che nel progettare un'antenna ad elica occorre fissare:

d = diametro del conduttore (non molto critico per piccole sezioni)

D = diametro dell'elica

L = lunghezza spira

S = spaziatura fra le spire

α = angolo d'inclinazione uguale ad $\dfrac{S}{\pi D}$

n = numero delle spire
A = lunghezza assiale dell'elica, data da: $n \cdot S$

valori che occorre fissare tenendo presente la figura 114.

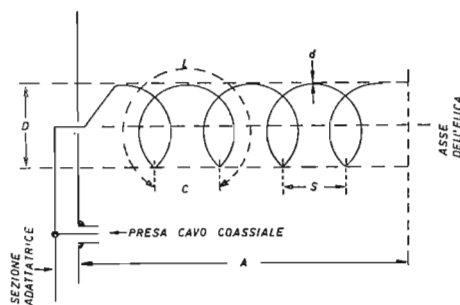



Figura 114

Tenendo presente la possibilità di lavorare i 144 ÷ 146 MHz e il materiale esistente nel mio QTH, ho fatto molta attenzione alla struttura portante dell'elica, al riflettore, alla praticità per la rotazione e lo spostamento in ogni senso.

Sul di dietro del riflettore è adagiata una struttura in verzelle a T 25 x 20 mm di mm 5 di spessore, disposte secondo le bisettrici di un triangolo equilatero inscritto in una circonferenza di raggio r = cm 25. Le verzelle sono saldate ad una piastra quadrata munita di foro centrale di cm 2 x 2. Alle estremità delle verzelle, corrispondenti ai vertici del triangolo (distanza cm 25 dal centro) vengono fatti dei fori a passare da 1/4. Sulle tre verzelle viene adagiato il riflettore costituito da una lastra di alluminio cm 54 x 54 di mm 2 di spessore, tutta forata con fori da mm 5 perché offra minore resistenza al vento. Su questa lastra sono praticati tre fori in corrispondenza di quelli delle verzelle e così vengono avvitati dei tappi di plastica che costituiranno la base della struttura in materiale isolante di tubi di plastica da mm 40. Sia i tubi che i tappi sono della Ditta Pozzi. I tappi sono stati torniti per essere portati al diametro interno dei tubi. Faccio presente che una più solida struttura richiederebbe almeno un solo tubo, quello superiore, in canna di bambù di mm 25 di diametro o in fiberglass. Tuttavia posso assicurare i dubbiosi che i tubi in plastica hanno sopportato benissimo il vento. Si prenda del filo di rame crudo da mm 3 di sezione (può facilmente piegarsi, essere saldato con stagno, resiste meglio alla corrosione) e lo si avvolge attorno ad un bidone di latta di circa cm 20 di diametro e così il filo già si dispone a spirale. La si adagia attorno ai supporti si portano le spire alla spaziatura voluta, si segnano come disporre i fori e si passa la spirale.
Molta cura si abbia nella inclinazione del tratto iniziale ab. Attraverso il foro centrale del riflettore al quale è stato precedentemente fissato un pezzetto di plexiglass con foro da mm 3, si fa passare il filo dietro il riflettore fino ad una lunghezza di m 1,02. Il filo va piegato in modo che scorra parallelo al riflettore ad una distanza di cm 8 e lungo questo conduttore si trova sperimentalmente il punto adatto dove collegare il conduttore centrale del cavo da 52 ohm (lo scrivente usa questo cavo). Dopo si distacca il conduttore e in serie s'inserisce un condensatore trimmer ad aria capacità massima di 30 pF, per compensare la reattanza induttiva.

Procedimento per la taratura

Porre l'antenna almeno a un metro da ogni ostacolo; se è possibile di più, tanto meglio.
Strumenti occorrenti: Grid Dip Meter, Antenna Impedance Bridge, SWR Bridge (che siano strumenti ben tarati).

Mandare un segnale a 145 MHz (centro banda) all'entrata del ponte per la misura d'impedenza d'antenna, precedentemente posto su 52 ohm (se si ha altro cavo, porlo all'impedenza di questo) e con l'uscita collegata fra riflettore e sezione adattatrice far scorrere la presa su quest'ultima e cercando di ottenere la minima lettura sul ponte d'impedenza, cercando di ottenere lettura zero. Dopo inserire il condensatore tra sezione adattatrice e filo che va al centro della presa da pannello SO-239 e ripetere la misura, questa volta agendo sul condensatore. Ottenuto di nuovo lo zero, si può chiudere

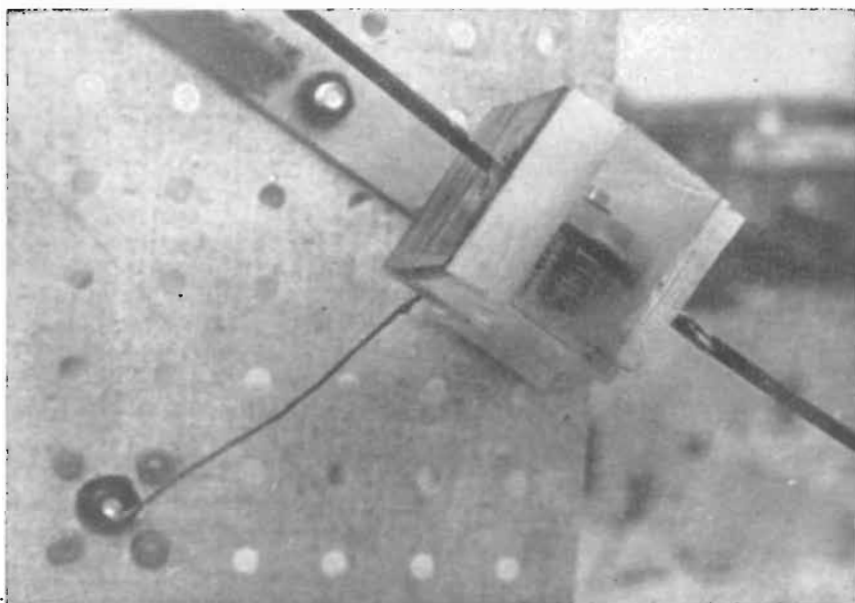



Figura 115

Particolare del « Gamma match ».

la cassettina di protezione del trimmer (figura 115) e si può attaccare la linea. Si accende il Tx e si manda il segnale all'antenna tramite il Ponte per la misura delle Onde Stazionarie. Qualsiasi percentuale di potenza in andata deve corrispondere a *zero* onde stazionarie quando lo strumento misura le onde riflesse.

Per facilitare la costruzione dell'antenna ecco i dati dello scrivente:

0,25 λ = m 2,07
λ = cm 51 (arrotondati)
Cλ = 3/4 = cm 155
Sλ = cm 51
D = cm 49
r = cm 24,5 (arrotondato)

CAPITOLO VII

Per procedere alla costruzione di un'antenna ed al controllo di quanto si è realizzato, occorre possedere almeno i seguenti strumenti, che si possono costruire con un po' di pazienza e attenzione:

a) Frequenzimetro ad assorbimento di griglia (FAG), in inglese chiamato GRID DIP METER o anche GRID DIPPER (GDM).

b) Ponte per la Misura d'Impedenza dell'Antenna (PIA), in inglese chiamato ANTENNA IMPEDANCE BRIDGE (AIB).

c) Ponte Misuratore del Rapporto Onde Stazionarie (ROS), in inglese detto STANDING WAVE RATIO BRIDGE (SWR Bridge).

d) Oscillatore campione, possibilmente quarzato e con alimentazione stabilizzata (il GDM della Millen si è dimostrato stabilissimo; è passabile anche quello illustrato in questo capitolo.

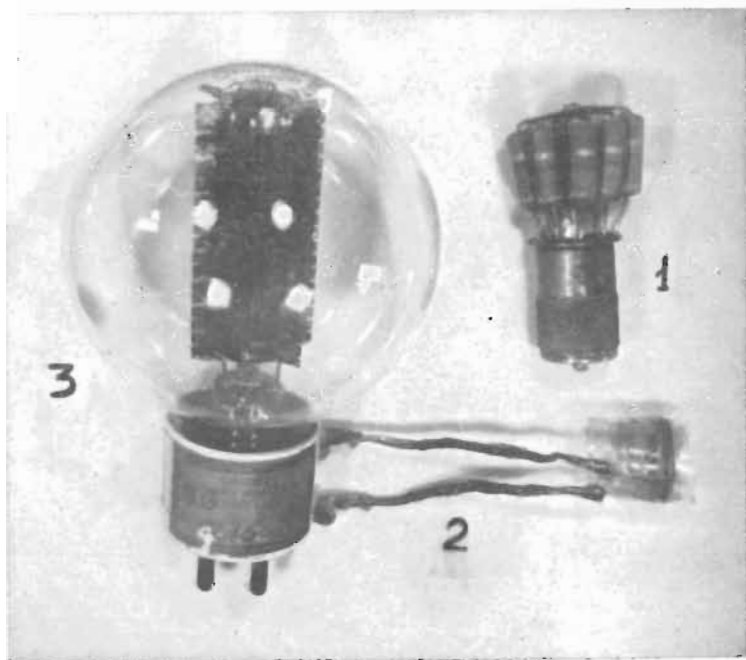



Figura 116

1) Link di due spire per il GDM.
2) Carico resisistivo 53 Ω autocostruito 10 W).
3) Carico resistivo 73 Ω nel vuoto della Ohmite Co. U.S.A. utile fino a 100 W.

e) Misuratore intensità di campo (MIC), in inglese FIELD STRENGHT METER (FSM).
f) Treppiedi per sostegno antenne.
g) Accessori come:
1) Link con morsetti
2) Carico resistivo 53 ohm
3) Carico resistivo 73 ohm.

7.a - Grid Dip Meter (Frequenzimetro ad assorbimento di griglia)

Figura 117

Questo strumento è un oscillatore campione non quarzato, ma abbastanza stabile, usato in genere per determinare con approssimazione la frequenza di risonanza di un circuito accordato (quello di placca dello stadio finale di un Tx o quello di un oscillatore) o anche di un'antenna a mezza onda.

Le bobine di placca dello strumento sono intercambiabili. Dando anodica all'anodo dopo che è stato acceso il filamento, la valvola comincia ad oscillare ad una certa frequenza e la lancetta dello strumento posto in griglia si sposta verso destra indicando appunto la corrente di griglia, che può essere anche variata, agendo sul potenziometro inserito sul circuito anodico.
Se la bobina di placca che fa anche da « sonda » viene accoppiata ad un circuito risonante, e si varia questo in modo da portarlo a risuonare alla stessa frequenza dell'oscillatore (Grid Dip Meter), la lancetta del GDM registra un improvviso e subitaneo « scarto », detto appunto in inglese « dip ». Questo perché il circuito in esame, risuonando alla medesima frequenza del GDM, ha assorbito energia a radiofrequenza facendo calare repentinamente la corrente di griglia. Detto improvviso calo è indicato appunto dal « dip » della lancetta dello strumento. Poiché la scala dello strumento noi la tariamo precedentemente, possiamo essere in grado di sapere con buona approssimazione la frequenza del circuito in esame.
Se poi è invece quest'ultimo ad oscillare e noi vogliamo sapere la sua frequenza, togliamo l'anodica al GDM e, facendo restare acceso il solo filamento, accoppiamo lo strumento con la bobina « sonda » di placca, e il GDM funzionerà come « diodo rivelatore » della risonanza del circuito a RF in esame.

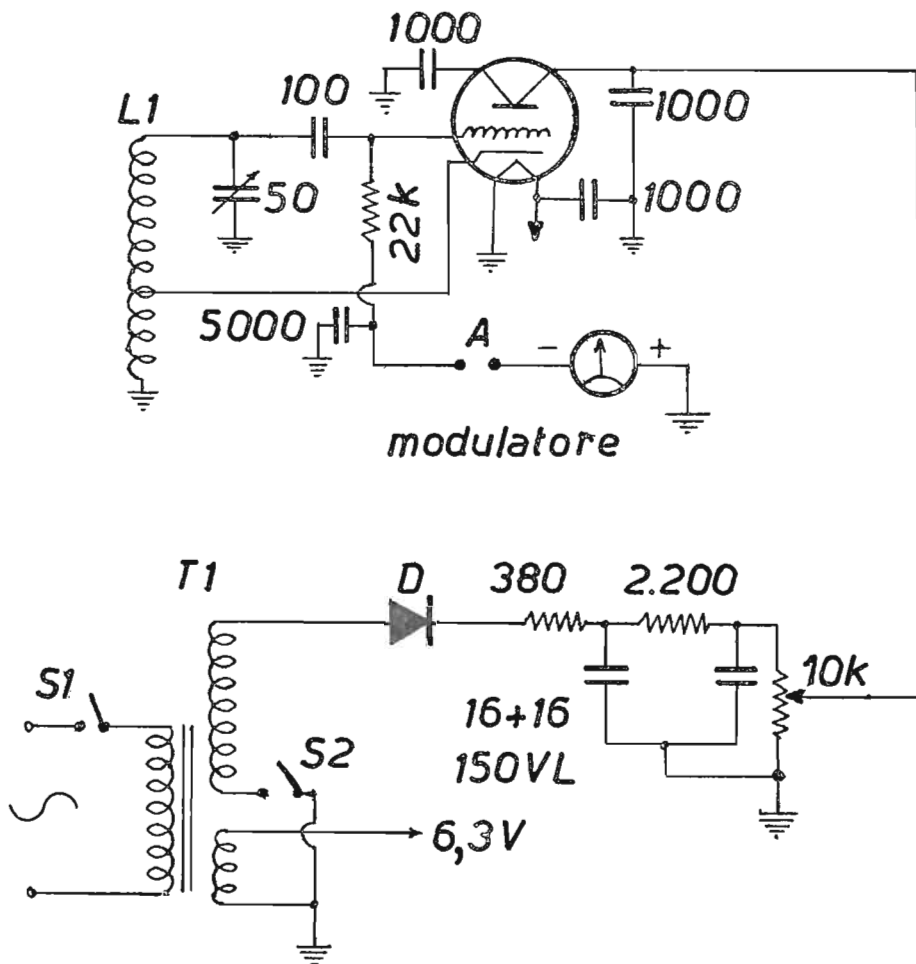



Figura 118

T_1 =	Primario	200	V	
	Secondario	150	V	20 mA
		6,3	V	200 mA
D =	Raddrizatore	220	V	100 mA
L_1 =	vedi tabella			
A =	Punto dove si può inserire un modulatore come da figura 121.			

TABELLE BOBINE

Figura 119

L_1 =	da 1,5 a 3,5 MHz	139 spire affiancate su supporto di 18 mm Ø, realizzate con filo rame smaltato Ø 0,2 mm	Presa alla 32.ma spira lato massa.
	« 3,4 a 7,7 »	40 spire - idem come sopra.	Presa alla 12.ma spira lato massa.
	« 7,5 a 17,5 »	40 spire avvolte su supporto di 12 mm Ø realizzate con filo rame stagnato Ø 0,55 mm lunghezza avvolgimento cm 3,5.	Presa alla 14.ma lato massa.
	« 17,2 a 40 »	15 spire - filo stagnato Ø 0,88 mm su supporto 12 mm Ø lungh. avvolg. cm 2,5	Presa alla 5ª lato massa.
	« 37 a 85 »	4 spire - filo stagnato Ø 0,8 mm su supporto 12 mm Ø lungh. avvolg. 7 mm	Presa a 1/2 lato massa.
	« 78 a 160 »	1 spira a forma di con filo da 1,5 Ø mm - spaziatura tratti verticali cm 1 lunghezza filo per detta cm 5 compresa la parte da inserire nello zoccolo.	Presa a 3 cm dal lato massa.

La figura 118 mostra il circuito elettrico di un GDM autocostruito con materiale reperibilissimo sul mercato, eccetto che per la demoltiplica (quella visibile nella figura 120 è di un rapporto 1 : 50, adatta quindi per piccoli spostamenti sulle VHF). L'ideale sarebbe poter usare una demoltiplica dotata di due movimenti: uno rapido che quasi non inserisce il meccanismo di demoltiplica (per trovare subito la risonanza e osservare il dip) e un altro movimento fine, per trovare l'esatto punto del « dip ».

Come ben si vede dalla figura 120 il raddrizzatore è un vecchio al selenio, mentre nel circuito è indicato un diodo al silicio.

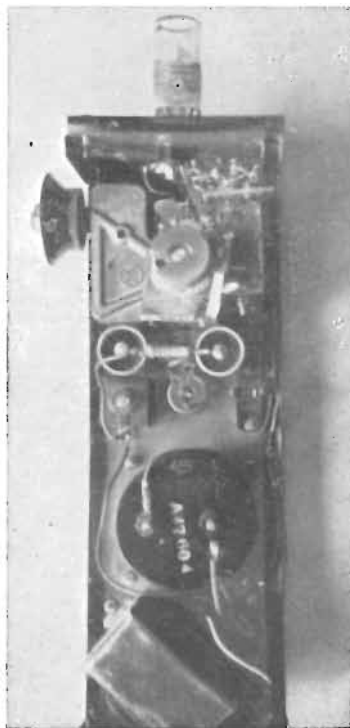



Figura 120

Come pure, se si preferisce non raddrizzare solo una semionda, allora si può inserire un altro diodo e raddrizzare le due semionde. Inserendo in serie al circuito dello strumento in griglia il circuito della figura 121, si trasforma il GDM in oscillatore modulato.

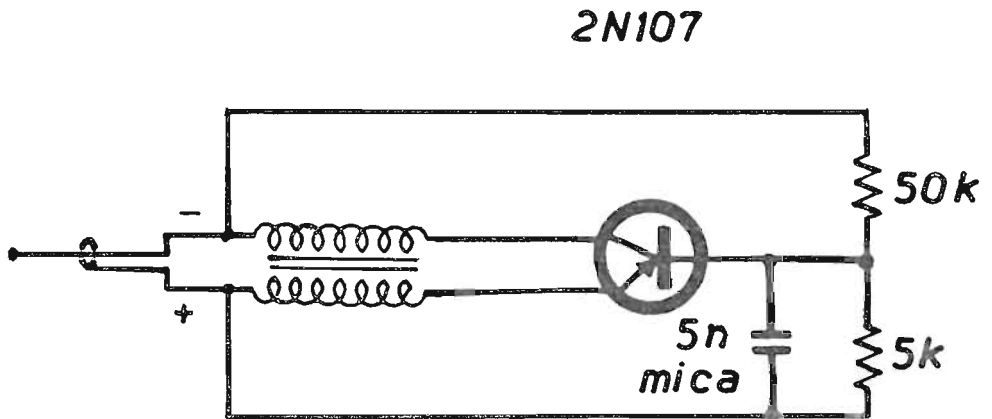



Figura 121

Modulatore da inserire nel circuito di griglia del G.D.M.

Abbiamo preferito il circuito con la bobina di placca avente la presa per il catodo (la quale offre una minore linearità su *tutta* la banda di frequenze del circuito oscillante di cui è componente essenziale) unicamente perché il piccolo variabile di cui lo scrivente disponeva non era a due sezioni e si è voluto usare soltanto materiale già esistente « nello sgabuzzino ».
Il GDM va accoppiato al circuito in esame nel modo illustrato nella figura 122.

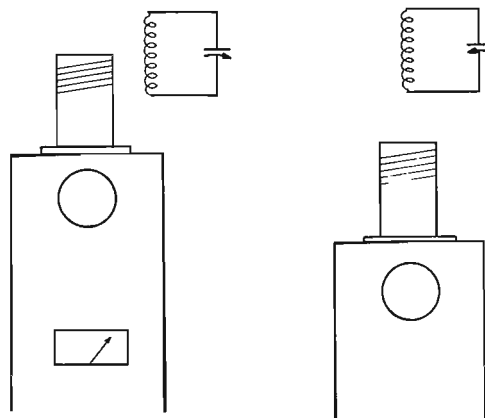



Figura 122

Esso può essere usato anche per effettuare altri controlli, come ad esempio:
a) la misura della frequenza di risonanza di un dipolo.

Figura 125

Accoppiando il GDM ad uno degli estremi A o B (accoppiamento capacitivo - centro non aperto) si può anche controllare la risuonanza; ma è meglio accoppiare al centro aperto, come in figura, perché a quel punto corrisponde un ventre di corrente e le caratteristiche dell'antenna non vengono alterate. Il link di due spire con filo smaltato da 0,5 mm (per frequenze sui 40, 20, 15 e 10 metri) è abbastanza distanziato dalla bobina « sonda » di placca dello strumento, in modo da non causare variazioni di frequenza nel circuito di placca. Solo con il link il « dip » è ben marcato. Con il GDM si possono misurare capacità e induttanze di valore sconosciuto, ma per questo si rimanda il lettore a testi specifici al riguardo.

7.b - Ponte per la misura d'impedenza dell'antenna

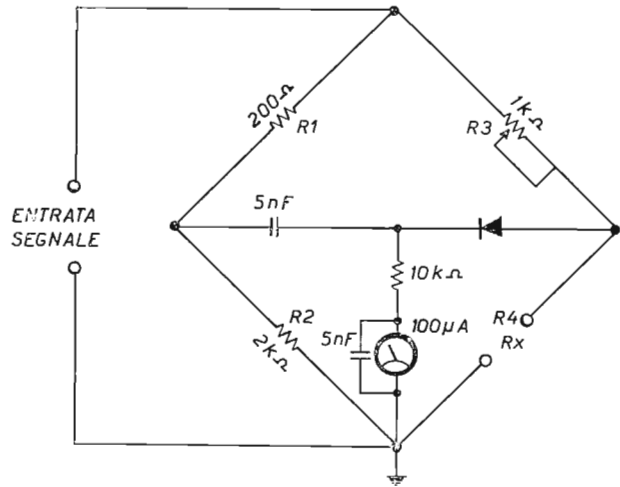



Figura 124

Si tratta, come dal circuito della figura 124, di un Ponte di Wheatstone con i bracci formati da resistenze antinduttive e avente il GDM già descritto in 7.a come sorgente di energia a RF. Affinché lo strumento indicatore segni 0 (zero), il rapporto del braccio R_1 R_2 deve essere uguale a quello R_3 R_4.

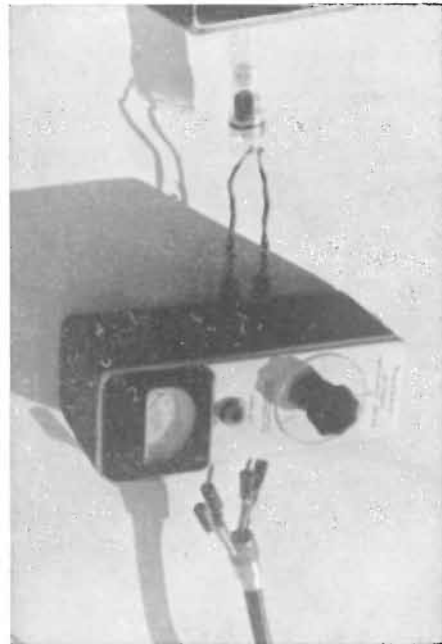



Figura 125

Quindi, ponendo una resistenza campione al posto di Rx (questa poi sarà sostituita dall'antenna di cui vogliamo conoscere l'impedenza), noi possiamo variare R_3 fino a quando lo strumento indicatore indica zero e quindi tarare facilmente la scala collegando alla manopola di R_3 un indice che scorra sulla scala. Lo strumento che si vede in figura 125 è quello realizzato con una scatola di montaggio della Heathkit Poiché lo scrivente desiderava « sperimentare », ha sostituito il potenziometro originale R_3 con uno lineare della LESA-Milano, da 1000 ohm, provando fra i vari messigli a disposizione dal gentile ilVH (Gianni Vecchietti - Bologna) quello che non lasciava alcuna resistenza residua inserita quando si portava a zero il cursore (per la cronaca faccio presente che la massima residua osservata su 18 potenziometri è stata di 2 ohm). Lo scrivente ha anche modificato una presa da pannello SO - 239 ed inserisce questa ai morsetti di uscita dello strumento quando deve fare prove con cavi coassiali.
Si possono così effettuare parecchi controlli, come:

1) *Risonanza di una linea a mezza onda*

Strumenti occorrenti: GDM - AIB - link e linea, tagliata secondo la formula, ma con un po' di abbondanza.
Disporre gli strumenti come in figura 125 e cortocircuitare il terminale della linea verso l'antenna. Accendere il GDM, attendere una decina di minuti e nell'attesa mettere l'indice del GDM sulla frequenza per cui si desidera calcolare la lunghezza della linea a mezza onda. Mettere l'indice dell'AIB su zero ohm.
Dare anodica al GDM. Se l'indice dell'amperometro dell'AIB non resta su zero, ma si sposta verso destra, tagliare una parte della linea verso l'antenna (qualche centimetro) rifare il cortocircuito e ricontrollare. Ripetere questi tentativi fino a quando sull'AIB la lettura è zero, cioè quando lo strumento misura la impedenza del carico (cortocircuito - Z di valore 0).
Ora la linea è mezza onda fisica corrispondente a mezza onda elettrica.

2) Controllo della lunghezza $\lambda/4$ e $\lambda/2$ di un adattatore di impedenza o della distanza dall'antenna in cui inserire un adattatore (in inglese: stub)

Se proprio si vuole essere precisi, sarebbe prima opportuno trovare il valore della impedenza dell'antenna (dipolo - 72 ohm) e costruitasi o procuratasi una linea bifilare (Amphenol 14023) della medesima impedenza procedere alla ricerca di detto punto, facendo scorrere sulla linea la « sonda » del GDM, dopo aver fornito almeno 1 Watt di radiofrequenza alla linea stessa.

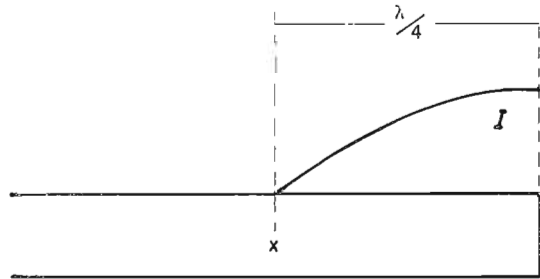
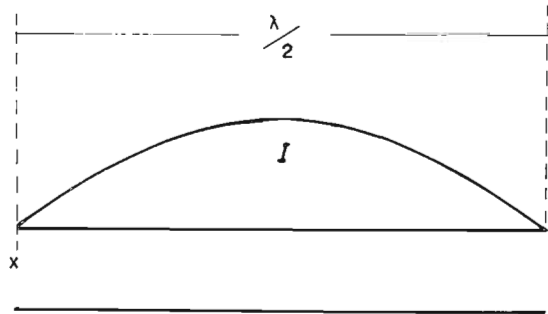
Figura 126

Come appare dalle figure 126 e 127 ad un quarto d'onda dal cortocircuito corrisponderà un nodo di corrente, verificabile mediante il comportamento dell'indice dello strumento del GDM.

Figura 127

Con una linea aperta, il nodo corrisponderà ad un punto posto alla distanza di $\lambda/2$ dal terminale aperto.

3) Controllo impedenza antenna
Gli stessi strumenti di cui al n. 1, solo che alla risonanza la lancetta dello strumento AIB deve stare su zero mentre l'indice è sul valore corrispondente all'impedenza dell'antenna.

Si collega l'antenna all'uscita del Ponte AIB. Dopo aver posto l'indice del GDM sulla frequenza di lavoro, si dà anodica al GDM e si inserisce il link all'entrata del ponte. Variare l'indice dell'AIB. Alla risonanza, la lancetta di questo deve misurare zero; ora guardare quale resistenza indica l'indice.

7.c - Ponte per la misura del rapporto onde stazionarie (ROS oppure SWR Bridge)

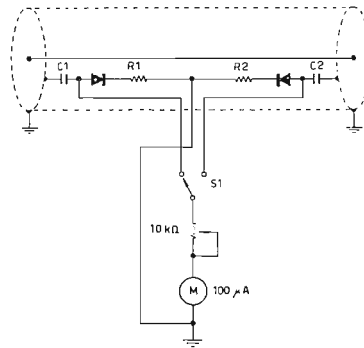



Figura 128

Esso non è altro che una « sonda » della medesima impedenza della linea, con annesso strumento indicatore costituito da un milliamperometro (100 o 200 o 500 microampère fondo scala).
Uno può costruirsi uno « spezzone di cavo coassiale » avente l'aria per dielettrico, medante l'uso di tubicini di ottone o rame facilmente reperibili sul mercato, e l'uso di tavole logaritmiche in base dieci e realizzare così un buon ponte ROS. Per chi non sa usare i logaritmi, c'è il grafico di cui al cap. 3a.
Ad ogni modo, la formula base per calcolare l'impedenza di due conduttori coassiali aventi l'aria come dielettrico è:

$$Z_o = 138 \log_{10} \frac{b}{a}$$

in cui *b* rappresenta il diametro interno del conduttore esterno e *a* rappresenta il diametro esterno del conduttore interno.

Ponendo:

$$b = 29 \text{ mm}$$
$$a = 12 \text{ mm}$$

si ottiene:

$$Z_o = 138 \log_{10} \frac{29}{12} = 138 (\log 29 - \log 12) =$$

$$= 138. (1{,}4624 - 1{,}0792) = 138 \times 0{,}38 = 52\ \Omega$$

Ponendo invece:

$$b = 36$$
$$a = 10$$

si ottiene:

$$Z_o = 138 (1{,}5563 - 1) = 138 \times 0{,}55 = 75\ \Omega$$

Usando cioè due tubi facilmente reperibili sul mercato, noi possiamo costruirci facilmente uno spezzone coassiale di linea, dell'impedenza di 52 o 75 ohm, cioè dei cavi che più comunemente vengono usati per collegare il Tx all'antenna. Potremmo, in caso di necessità, calcolare altre impedenze, ma penso che questo non sia proprio il nostro perché, anche se per disgrazia la impedenza del nostro strumento *non dovesse essere esattamente uguale* a quella della linea, una volta che quest'ultima sia stata precedentemente tagliata alla lunghezza di mezza onda elettrica, lo strumento SWR non farebbe altro che dare un semplice rapporto fra l'energia RF *irradiata* e l'energia RF *riflessa* giusto all'entrata della linea, punto in cui il trasmettitore «incontrerebbe » la medesima impedenza rappresentata dall'antenna, posta al termine della linea.
Noi tuttavia faremo le cose per bene, realizzando uno strumento d'impedenza *voluta* e terremo presente che è strettamente necessario che *i due bracci dello strumento debbano essere uguali,* cioè *quello che controlla l'energia irradiata e quello che controlla l'energia riflessa.*

Lo schema è indicato nella figura 128.
costruito con i due tubi coassiali, costituenti la parte « sonda » e un milliamperometro da 500 μA fondo scala.
Lo schema è indicato nella figura 128.
Gli unici pezzi importanti perché non in commercio sono costituiti da due flange o ghiere che servono a unire i tubi alle prese da pannello per cavo coassiale SO 239, ben visibili nella foto di figura 129, ma un tornitore le può realizzare in mezz'ora, secondo il disegno alla figura 130. Poi si prendono le due prese da pannello SO 239 (reperibili presso le ditte GBC - Marcucci - Doleatto - Paoletti Ferrero - A. Montagnani e altre) si fa arrotondare la parte quadrata e le si fa

entrare a tenuta nel foro centrale della flangia. Io ho preferito fissarle con bulloncini uguali a quelli usati per il tubo esterno.
Quest'ultimo lo si taglia in due metà e si procede a fissare una prima metà alle due flange; precedentemente si debbono fare con precisione 4 fori filettati per flangia e 4 per ogni metà del tubo, del diametro nominale di mm 2, punta trapano mm. 1,55 e filiera per 2 mm.
Dopo aver applicato alle flange metà tubo, si applicano le due prese SO239 e il tubicino centrale. Si salda quest'ultimo.
Ora si può procedere alla saldatura delle parti elettriche, disponendole simmetricamente come nello schema e si portano fuori i tre capi, attraverso un foro nel tubo esterno munito di passante di gomma. Per conduttore di massa ho usato la calza esterna di cavetto TV, nella quale ho fatto passare gli altri due conduttori. In tal modo tutto è schermato.

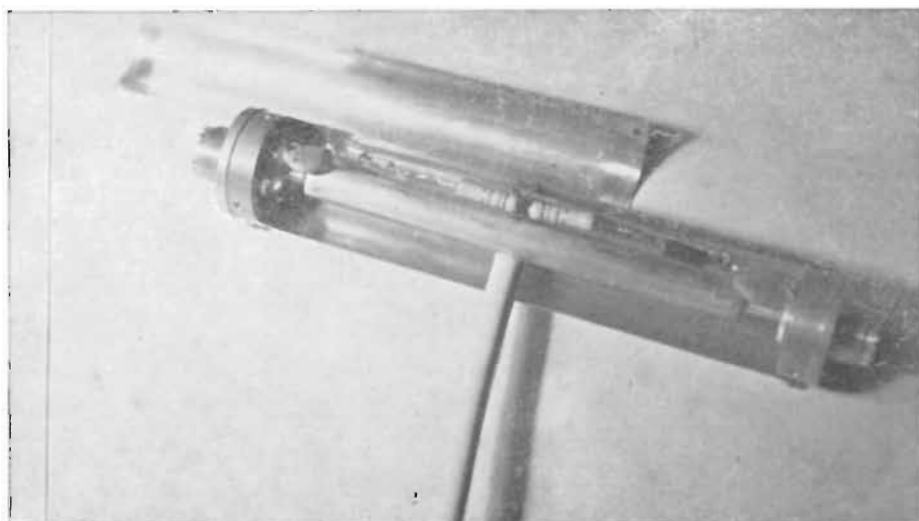



Figura 129

L'aver disgiunto la parte « sonda » dallo strumento è stato suggerito dal desiderio di usare quest'ultimo sia per una sonda da 52 ohm che per una da 75 ohm.
Dopo di ciò si può fissare la seconda metà del tubo e collegare i tre conduttori alla parte « strumento ».

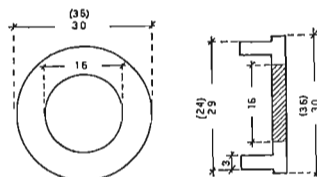



Figura 130

Per la taratura ho usato il Tx della Geloso G/223 e un carico resistivo da 52 ohm. Detto carico resistivo è costituito da 9 resistenze da 1 watt ciascuna di 470 ohm e tutte uguali.

$$R_{totale} = \frac{1}{\frac{9}{470}} = \frac{470}{9} = 52{,}2 \text{ ohm}$$

La foto di figura 116 (2) mostra come realizzare questo « aggeggio » molto utile nella nostra stazione. Ora si procede così:

1) Accertarsi che l'eccitazione sulla griglia della 6146 amplificatrice finale sia di circa 3,7 mA. Indi dare anodica alla finale dopo essersi assicurati di aver bene avvitato il carico resistivo alla uscita del Tx. Fare alla svelta il minimo di placca e caricare con il variabile di antenna fino a 50 mA. *Fare questa operazione alla svelta perché altrimenti le resistenze del carico si scaldano e si bruciano.*

2) Togliere l'anodica. Mettere lo strumento SWR all'uscita del Tx al posto delle resistenze, avendo cura di porre l'entrata della « sonda » verso il Tx e l'uscita verso l'antenna. Al posto di quest'ultima, avvitare il carico resistivo testé disinserito dal Tx. Porre il deviatore dello strumento SWR su RF *irradiata.* Dare anodica e operando sul potenziometro portare l'indice del milliamperometro a fondo scala (100% di potenza irradiata).

3) Togliere l'anodica. Togliere il carico resistivo. Svitare la « sonda »; capovolgerla, cioè volgere la parte *uscita* verso il Tx e la parte *entrata* verso l'antenna. Riconnettere Tx e carico resistivo. Invertire anche le due connessioni allo strumento.
   Non toccare il potenziometro. Dare anodica. La lancetta dovrebbe andare a fondo scala. Se non va, vuol dire che questo braccio non si comporta come l'altro. Allora togliere l'anodica, togliere metà del tubo grande e avvicinare il diodo al tubicino centrale unitamente alla resistenza, poi rimettere il tubo a posto e dare anodica. Fare questi spostamenti fino a portare la lancetta dello strumento a fondo scala. Ora i due bracci sono uguali. Togliere l'anodica.

4) Capovolgere nuovamente lo strumento, parte « sonda », e i due capi collegati allo strumento, mettere al posto del carico resistivo la linea di trasmissione già collegata all'antenna.

5) Inserire tutta la resistenza del potenziometro. Mettere il deviatore su RF *irradiata,* portare il cursore del potenziometro verso destra fino a quando la lancetta dello strumento giunge a fondo scala (100% RF *irradiata*). Ora portare il deviatore sulla posizione RF *riflessa.* Se la lancetta dello strumento scende a *zero,* non vi sono onde stazionarie sulla linea. Ora si può caricare fino a 100 mA di lettura sulla placca della finale e rifare i controlli di RF *irradiata* e RF *riflessa.*

Esempio: con 750 V e 100 mA di placca abbiamo una potenza input di 75 W.

Ammettendo che lo strumento abbia un quadrante diviso in 10 parti, se la lancetta si ferma sul numero 2 quando noi misuriamo RF *riflessa,* vuol dire che la proporzione tra RF irradiata e RF riflessa è da 100 a 20; abbiamo cioè:

$$75 : 100 = x : 20 \qquad x = \frac{75 \times 20}{100} = 15 \text{ W}$$

Ciò significa che 1/5 della energia a RF non viene irradiata e che al posto di 100 mA abbiamo sulla linea una corrente di 80 mA, cioè un rapporto onde stazionarie 1,25: 1, che è abbastanza buono.

Se invece il rapporto è molto sfavorevole, vuol dire che l'antenna non va e dobbiamo darci da fare a trovare il perché.

7.d - Misuratore intensità di campo (MIC oppure Field Streght Mete = FSM)

Il MIC di cui alla figura 131 è un semplice ondametro ad assorbimento costruito dallo scrivente per le frequenze di 14,2 - 21,5 e 144-146 MHz, seguito da un convenzionale amplificatore del segnale.

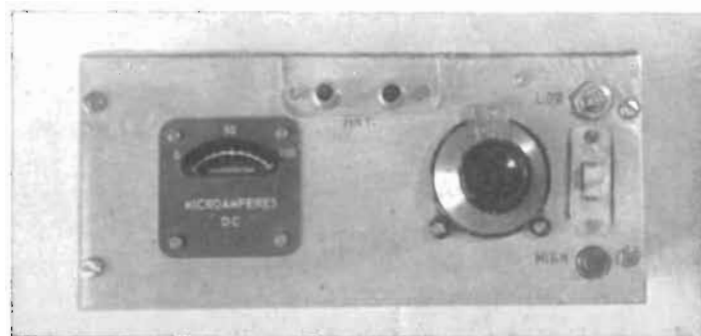



Figura 131

Detto strumento potrebbe essere portato su tutte le frequenze radiantistiche, mediante l'uso di bobine intercambiabili, oppure fisse ed inserite mediante un commutatore rotante.

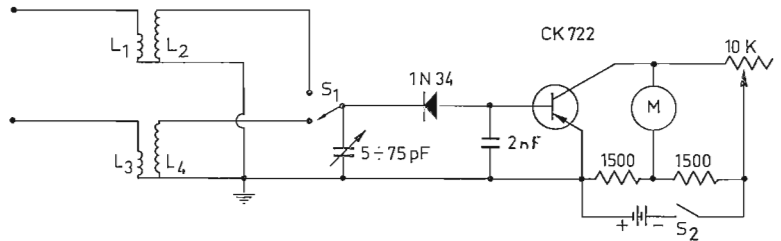



Figura 132

Circuito elettrico del misuratore di campo.

7.e - Procedimento per tracciare il diagramma di radiazione di un'antenna.

Tracciamo una circonferenza avente un raggio (r) di 10 (dieci) centimetri. Dividiamo detto raggio in dieci parti e tracciamo nove circonferenze concentriche, passanti per i detti punti di suddivisione. Queste circonferenze (dieci in tutto) saranno il luogo geometrico dei punti equidistanti dal centro nei quali la potenza del segnale irradiato dal centro (posto dove sta il Tx) sarà una data potenza, che potremmo anche chiamare S^1,S^2 e via dicendo. Tracciamo due diametri perpendicolari e dividiamo ogni quadrante in quattro parti (arco di gradi 22,5° ciascuno).
Il cerchio viene così suddiviso in 16 parti.
Assumiamo uno dei diametri coassiale alla culla dell'antenna direzionale e fissiamo ad un estremo il Nord. Segnamo sulla carta i punti Sud, Est, Ovest.
Orientiamo l'antenna al Nord e portiamo lo strumento di misura costituito dal Misuratore di Campo già descritto ad una distanza di 10 λ dall'antenna, a Nord, lungo l'asse passante per la culla, già orientata a Nord. Segnamo il valore del segnale letto allo strumento del FSM sulla carta, alla intersezione dei vari raggi con il cerchio corrispondente al valore del segnale registrato (S^1 S^2 ecc.). Spostiamo l'antenna di 22,5° e ripetiamo la misura, e così di seguito, fino a tornare di nuovo al punto di partenza. Uniamo con una curva continua i punti segnati sulla carta e otterremo così il diagramma di radiazione della nostra antenna direzionale, quello reale. Poiché però si tratta di valori « comparativi », dovremmo prima fare le prove suddette con un dipolo a mezza onda e poi con l'antenna direzionale.
Un angolo di radiazione fra 10° e 40° gradi andrà benissimo per i 20, 15 e 10 metri.

7.f - Montaggio meccanico di una « beam »

La figura che segue mostra come fissare la culla della beam (tubo elios da 52 mm ∅ est.) al tubo verticale lungo m 1 e collegato al rotore TR 44. Il disco è di mm 8 di spessore.

Figura 133

Il morsetto a U e relativa ghiera sono stati realizzati in officina con lamiera zincata di mm. 4 e tondino di ferro da mm 10.
Le figure 134 e 135 mostrano come realizzare, con la medesima lamiera, un giunto a croce per fissare alla culla l'elemento orizzontale dell'antenna.

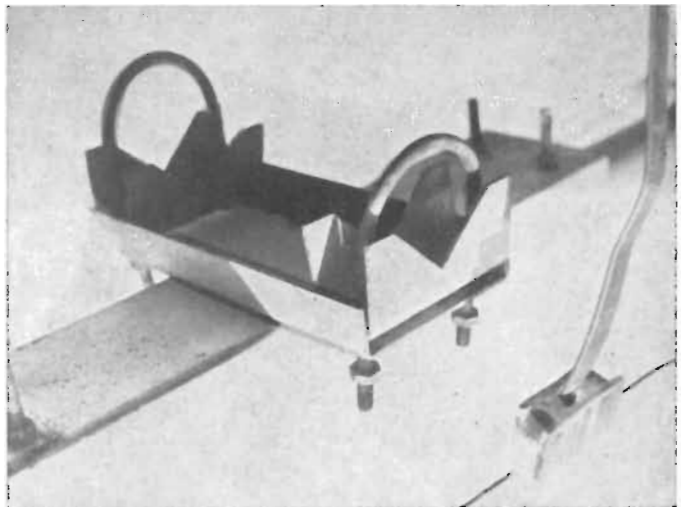



Figura 134

Mentre i morsetti per la culla (tubo elios da 52 mm) sono realizzati con tondino da 10 mm e filettati prima di curvare a U detto tondino, i morsetti per fissare gli elementi dell'antenna sono quelli in commercio per fissare i sostegni delle antenne TV (figura 135).

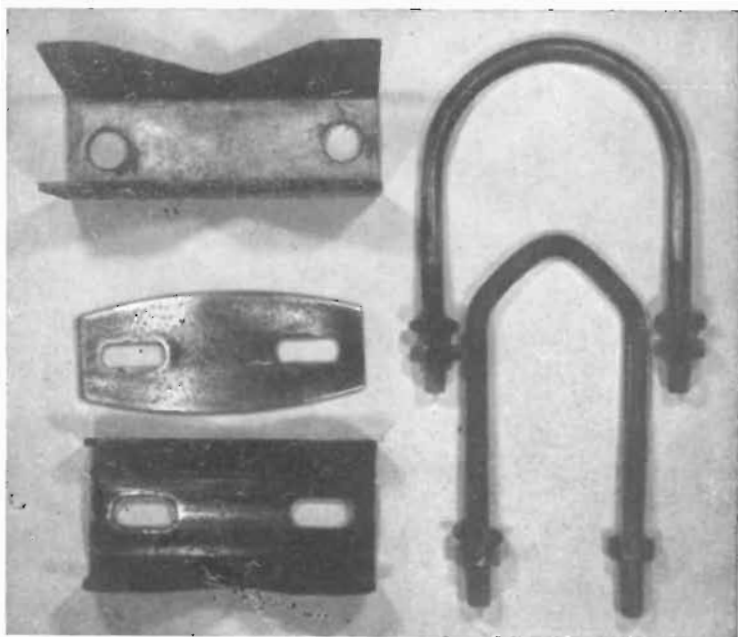



Figura 135

La figura 136 che segue, mostra in particolare il fissaggio dei distanziatori di perspex dell'antenna « Trombone » (dipolo dipiegato) al supporto dell'elemento, realizzato con tubo centrale elios mm 35 ∅ est, e aste di m 4 di canna di bambù verniciate.

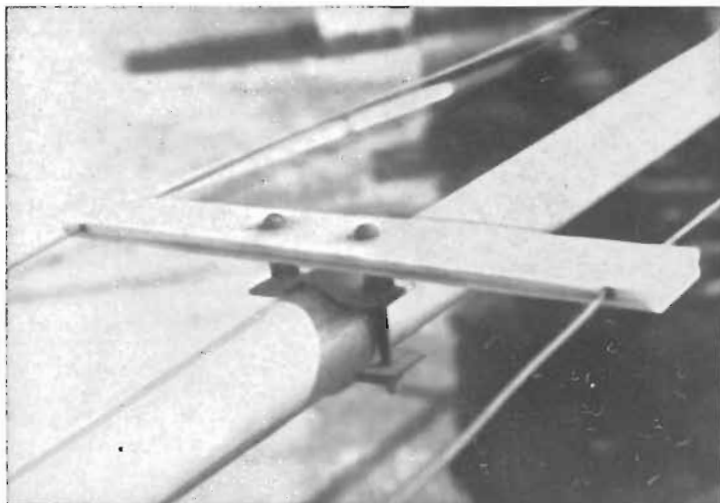



Figura 136

Purtroppo, la maggior parte delle « minuterie » per la costruzione di antenne direzionali non sono prodotte in serie da Ditte specializzate e di massimo affidamento, per ovvie ragioni commerciali.
Penso però che se tutti i radioamatori indirizzassero le loro richieste a una Ditta, potrebbero « costituire » con il numero delle loro richieste un « mercato » da contentare e, quindi, potrebbero « determinare » la costruzione di dette minuterie.

APPENDICE

Tabella delle sezioni, resistenze, pesi dei fili di rame smaltati della ditta « SAFI » di Milano.

Ø mm.	sezione mmq	Resistenza elettrica a 20 °C Ω/Km	Peso indicativo - Kg/Km — Filo smaltato			
			S	D	T	Q
0,04	0,00126	14002	0,013	0,013	—	—
0,05	0,00196	8961	0,019	0,020	—	—
0,06	0,00283	6226	0,027	0,029	—	—
0,07	0,00385	4574	0,039	0,038	0,040	—
0,08	0,00503	3501	0,048	0,049	0,052	—
0,09	0,00636	2766	0,060	0,062	0,066	—
0,10	0,00785	2241	0,074	0,077	0,081	—
0,11	0,00950	1852	0,090	0,093	0,098	—
0,12	0,01131	1556	0,107	0,115	0,117	—
0,13	0,01327	1326	0,125	0,129	0,136	—
0,14	0,01539	1144	0,144	0,150	0,157	—
0,15	0,01767	996,0	0,166	0,171	0,179	—
0,16	0,02011	875,2	0,188	0,194	0,203	—
0,17	0,02270	775,3	0,212	0,220	0,230	—
0,18	0,02545	691,6	0,238	0,247	0,258	—
0,19	0,02835	620,8	0,264	0,274	0,285	—
0,20	0,03142	560,2	0,292	0,303	0,316	—
0,21	0,03464	508,1	0,322	0,334	0,346	—
0,22	0,03801	463,0	0,353	0,367	0,379	—
0,23	0,04155	423,6	0,385	0,399	0,412	—
0,24	0,04524	389,0	0,419	0,433	0,448	—
0,25	0,04909	358,5	0,453	0,469	0,486	0,502
0,26	0,05309	331,5	0,490	0,504	0,523	0,542
0,27	0,05725	307,4	0,528	0,546	0,560	0,574
0,28	0,06158	285,8	0,568	0,587	0,604	0,621
0,29	0,06605	266,5	0,609	0,628	0,647	0,665
0,30	0,07069	249,0	0,651	0,672	0,689	0,707
0,34	0,08042	218,2	0,739	0,762	0,782	0,802
0,35	0,09621	182,4	0,883	0,909	0,931	0,952
0,38	0,1134	154,8	1,024	1,068	1,093	1,19
0,40	0,1257	139,6	1,150	1,183	1,209	1,23
0,42	0,1385	126,7	1,267	1,316	1,331	1,35
0,45	0,1590	110,4	1,456	1,492	1,523	1,55
0,48	0,1810	96,96	1,653	1,694	1,726	1,76
0,50	0,1964	89,36	1,794	1,836	1,868	1,90
0,52	0,2123	82,63	1,957	1,981	2,018	2,07
0,55	0,2376	73,86	2,166	2,212	2,251	2,30
0,58	0,2642	66,43	2,408	2,454	2,499	2,55
0,60	0,2827	62,08	2,576	2,628	2,670	2,73
0,65	0,3318	52,89	3,018	3,074	3,121	3,18
0,70	0,3848	45,61	3,496	3,529	3,609	3,68
0,75	0,4418	39,72	4,010	4,077	4,134	4,21
0,80	0,5027	34,91	4,557	4,633	4,693	4,78
0,85	0,5675	30,93	5,141	5,224	5,288	5,38
0,90	0,6362	27,59	5,760	5,848	5,922	6,02
0,95	0,7088	24,76	6,411	6,510	6,587	6,69
1,00	0,7854	22,35	7,098	7,205	7,286	7,40
1,05	0,8659	20,27	7,822	7,935	8,023	8,14
1,10	0,9503	18,47	8,588	8,698	8,787	8,91
1,15	1,0387	16,90	9,378	9,503	9,594	9,73
1,20	1.131	15,52	10,20	10,33	10,43	10,6
1,25	1,227	14,30	11,06	11,21	11,31	11,4
1,30	1,327	13,23	11,96	12,11	12,22	12,4
1,40	1,539	11,40	13,86	14,02	14,14	14,3
1,50	1,767	9,932	15,90	16,08	16,21	16,4
1,60	2,011	8,727	18,11	18,28	18,42	18,6
1,70	2,270	7,731	20,42	20,60	20,76	20,9
1,80	2,545	6,896	22,88	23,09	23,24	23,4
1,90	2,835	6,190	25,47	25,69	25,86	26,1
2,00	3,142	5,586	28,22	28,45	28,63	28,9
2,10	3,464	5,066	31,10	31,35	31,54	31,8
2,20	3,801	4,617	34,12	34,38	34,59	34,8
2,30	4,155	4,224	37,29	37,57	37,79	38,1
2,40	4,524	3,879	40,59	40,88	41,11	41,4
2,50	4,909	3,576	44,02	44,34	44,58	44,9
2,60	5,309	3,306	47,60	47,93	48,19	48,5
2,70	5,726	3,065	51,32	51,66	51,93	52,3
2,80	6,158	2,850	55,19	55,54	55,82	56,2
2,90	6,605	2,657	59,19	59,56	59,84	60,2
3,00	7,069	2,483	63,13	63,71	64,00	64,4
3,10	7,548	2,324	67,52	67,76	68,01	68,3
3,20	8,042	2,182	71,94	72,25	72,44	72,7
3,30	8,553	2,051	76,50	76,82	77,01	77,4
3,40	9,079	1,933	81,20	85,53	81,73	82,1
3,50	9,621	1,824	86,04	86,38	86,59	86,9
3,60	10,179	1,723	91,01	91,36	91,57	91,9
3,80	11,341	1,547	101,4	101,7	102,0	102,3
4,00	12,566	1,396	112,3	112,7	112,9	113,3
4,20	13,854	1,267	123,8	124,2	124,5	124,9
4,50	15,904	1,103	142,1	142,6	142,8	143,3
4,80	18,096	0,969	161,7	162,1	162,4	162,9
5,00	19,635	0,894	175,4	175,9	176,2	176,6

Tavola delle tangenti e cotangenti naturali
(Per le cotangenti usare la colonna a destra dei gradi e l'ultima riga dei decimali)

Deg	°0.0	°0.1	°0.2	°0.3	°0.4	°0.5	°0.6	°0.7	°0.8	°0.9	
0°	0.0000	0.0017	0.0035	0.0052	0.0070	0.0087	0.0105	0.0122	0.0140	0.0157	89
1	0.0175	0.0192	0.0209	0.0227	0.0244	0.0262	0.0279	0.0297	0.0314	0.0332	88
2	0.0349	0.0367	0.0384	0.0402	0.0419	0.0437	0.0454	0.0472	0.0489	0.0507	87
3	0.0524	0.0542	0.0559	0.0577	0.0594	0.0612	0.0629	0.0647	0.0664	0.0682	86
4	0.0699	0.0717	0.0734	0.0752	0.0769	0.0787	0.0805	0.0822	0.0840	0.0857	85
5	0.0875	0.0892	0.0910	0.0928	0.0945	0.0963	0.0981	0.0998	0.1016	0.1033	84
6	0.1051	0.1069	0.1086	0.1104	0.1122	0.1139	0.1157	0.1175	0.1192	0.1210	83
7	0.1228	0.1246	0.1263	0.1281	0.1299	0.1317	0.1334	0.1352	0.1370	0.1388	82
8	0.1405	0.1423	0.1441	0.1459	0.1477	0.1495	0.1512	0.1530	0.1548	0.1566	81
9	0.1584	0.1602	0.1620	0.1638	0.1655	0.1673	0.1691	0.1709	0.1727	0.1745	80°
10°	0.1763	0.1781	0.1799	0.1817	0.1835	0.1853	0.1871	0.1890	0.1908	0.1926	79
11	0.1944	0.1962	0.1980	0.1998	0.2016	0.2035	0.2053	0.2071	0.2089	0.2107	78
12	0.2126	0.2144	0.2162	0.2180	0.2199	0.2217	0.2235	0.2254	0.2272	0.2290	77
13	0.2309	0.2327	0.2345	0.2364	0.2382	0.2401	0.2419	0.2438	0.2456	0.2475	76
14	0.2493	0.2512	0.2530	0.2549	0.2568	0.2586	0.2605	0.2623	0.2643	0.2661	75
15	0.2679	0.2698	0.2717	0.2736	0.2754	0.2773	0.2792	0.2811	0.2830	0.2849	74
16	0.2867	0.2886	0.2905	0.2924	0.2943	0.2962	0.2981	0.3000	0.3019	0.3038	73
17	0.3057	0.3076	0.3096	0.3115	0.3134	0.3153	0.3172	0.3191	0.3211	0.3230	72
18	0.3249	0.3269	0.3288	0.3307	0.3327	0.3346	0.3365	0.3385	0.3404	0.3424	71
19	0.3443	0.3463	0.3482	0.3502	0.3522	0.3541	0.3561	0.3581	0.3600	0.3620	70°
20°	0.3640	0.3659	0.3679	0.3699	0.3719	0.3739	0.3759	0.3779	0.3799	0.3819	69
21	0.3839	0.3859	0.3879	0.3899	0.3919	0.3939	0.3959	0.3979	0.4000	0.4020	68
22	0.4040	0.4061	0.4081	0.4101	0.4122	0.4142	0.4163	0.4183	0.4204	0.4224	67
23	0.4245	0.4265	0.4286	0.4307	0.4327	0.4348	0.4369	0.4390	0.4411	0.4431	66
24	0.4452	0.4473	0.4494	0.4515	0.4536	0.4557	0.4578	0.4599	0.4621	0.4642	65
25	0.4663	0.4684	0.4706	0.4727	0.4748	0.4770	0.4791	0.4813	0.4834	0.4856	64
26	0.4877	0.4899	0.4921	0.4942	0.4964	0.4986	0.5008	0.5029	0.5051	0.5073	63
27	0.5095	0.5117	0.5139	0.5161	0.5184	0.5206	0.5228	0.5250	0.5272	0.5295	62
28	0.5317	0.5340	0.5362	0.5384	0.5407	0.5430	0.5452	0.5475	0.5498	0.5520	61
29	0.5543	0.5566	0.5589	0.5612	0.5635	0.5658	0.5681	0.5704	0.5727	0.5750	60°
30°	0.5774	0.5797	0.5820	0.5844	0.5867	0.5890	0.5914	0.5938	0.5961	0.5985	59
31	0.6009	0.6032	0.6056	0.6080	0.6104	0.6128	0.6152	0.6176	0.6200	0.6224	58
32	0.6249	0.6273	0.6297	0.6322	0.6346	0.6371	0.6395	0.6420	0.6445	0.6469	57
33	0.6494	0.6519	0.6544	0.6569	0.6594	0.6619	0.6644	0.6669	0.6694	0.6720	56
34	0.6745	0.6771	0.6796	0.6822	0.6847	0.6873	0.6899	0.6924	0.6950	0.6976	55
35	0.7002	0.7028	0.7054	0.7080	0.7107	0.7133	0.7159	0.7186	0.7212	0.7239	54
36	0.7265	0.7292	0.7319	0.7346	0.7373	0.7400	0.7427	0.7454	0.7481	0.7508	53
37	0.7536	0.7563	0.7590	0.7618	0.7646	0.7673	0.7701	0.7729	0.7757	0.7785	52
38	0.7813	0.7841	0.7869	0.7898	0.7926	0.7954	0.7983	0.8012	0.8040	0.8069	51
39	0.8098	0.8127	0.8156	0.8185	0.8214	0.8243	0.8273	0.8302	0.8332	0.8361	50°
40°	0.8391	0.8421	0.8451	0.8481	0.8511	0.8541	0.8571	0.8601	0.8632	0.8662	49
41	0.8693	0.8724	0.8754	0.8785	0.8816	0.8847	0.8878	0.8910	0.8941	0.8972	48
42	0.9004	0.9036	0.9067	0.9099	0.9131	0.9163	0.9195	0.9228	0.9260	0.9293	47
43	0.9325	0.9358	0.9391	0.9424	0.9457	0.9490	0.9523	0.9556	0.9590	0.9623	46
44	0.9657	0.9691	0.9725	0.9759	0.9793	0.9827	0.9861	0.9896	0.9930	0.9965	45
45	1.0000	1.0035	1.0070	1.0105	1.0141	1.0176	1.0212	1.0247	1.0283	1.0319	44
46	1.0355	1.0392	1.0428	1.0464	1.0501	1.0538	1.0575	1.0612	1.0649	1.0686	43
47	1.0724	1.0761	1.0799	1.0837	1.0875	1.0913	1.0951	1.0990	1.1028	1.1067	42
48	1.1106	1.1145	1.1184	1.1224	1.1263	1.1303	1.1343	1.1383	1.1423	1.1463	41
49	1.1504	1.1544	1.1585	1.1626	1.1667	1.1708	1.1750	1.1792	1.1833	1.1875	40°
50°	1.1918	1.1960	1.2002	1.2045	1.2088	1.2131	1.2174	1.2218	1.2261	1.2305	39
51	1.2349	1.2393	1.2437	1.2482	1.2527	1.2572	1.2617	1.2662	1.2708	1.2753	38
52	1.2799	1.2846	1.2892	1.2938	1.2985	1.3032	1.3079	1.3127	1.3175	1.3222	37
53	1.3270	1.3319	1.3367	1.3416	1.3465	1.3514	1.3564	1.3613	1.3663	1.3713	36
54	1.3764	1.3814	1.3865	1.3916	1.3968	1.4019	1.4071	1.4124	1.4176	1.4229	35
55	1.4281	1.4335	1.4388	1.4442	1.4496	1.4550	1.4605	1.4659	1.4715	1.4770	34
56	1.4826	1.4882	1.4938	1.4994	1.5051	1.5108	1.5166	1.5224	1.5282	1.5340	33
57	1.5399	1.5458	1.5517	1.5577	1.5637	1.5697	1.5757	1.5818	1.5880	1.5941	32
58	1.6003	1.6066	1.6128	1.6191	1.6255	1.6319	1.6383	1.6447	1.6512	1.6577	31
59	1.6643	1.6709	1.6775	1.6842	1.6909	1.6977	1.7045	1.7113	1.7182	1.7251	30°
60°	1.7321	1.7391	1.7461	1.7532	1.7603	1.7675	1.7747	1.7820	1.7893	1.7966	29
61	1.8040	1.8115	1.8190	1.8265	1.8341	1.8418	1.8495	1.8572	1.8650	1.8728	28
62	1.8807	1.8887	1.8967	1.9047	1.9128	1.9210	1.9292	1.9375	1.9458	1.9542	27
63	1.9626	1.9711	1.9797	1.9883	1.9970	2.0057	2.0145	2.0233	2.0323	2.0413	26
64	2.0503	2.0594	2.0686	2.0778	2.0872	2.0965	2.1060	2.1155	2.1251	2.1348	25
65	2.1445	2.1543	2.1642	2.1742	2.1842	2.1943	2.2045	2.2148	2.2251	2.2355	24
66	2.2460	2.2566	2.2673	2.2781	2.2889	2.2998	2.3109	2.3220	2.3332	2.3445	23
67	2.3599	2.3673	2.3789	2.3906	2.4023	2.4142	2.4262	2.4383	2.4504	2.4627	22
68	2.4751	2.4876	2.5002	2.5129	2.5257	2.5386	2.5517	2.5649	2.5782	2.5916	21
69	2.6051	2.6187	2.6325	2.6464	2.6605	2.6746	2.6889	2.7034	2.7179	2.7326	20°
70°	2.7475	2.7625	2.7776	2.7929	2.8083	2.8239	2.8397	2.8556	2.8716	2.8878	19
71	2.9042	2.9208	2.9375	2.9544	2.9714	2.9887	3.0061	3.0237	3.0415	3.0595	18
72	3.0777	3.0961	3.1146	3.1334	3.1524	3.1716	3.1910	3.2106	3.2305	2.2506	17
73	3.2709	3.2914	3.3122	3.3332	3.3544	3.3759	3.3977	3.4197	3.4420	3.4646	16
74	3.4874	3.5105	3.5339	3.5576	3.5816	3.6059	3.6305	3.6554	3.6806	3.7062	15
75	3.7321	3.7583	3.7848	3.8118	3.8391	3.8667	3.8947	3.9232	3.9520	3.9812	14
76	4.0108	4.0408	4.0713	4.1022	4.1335	4.1653	4.1976	4.2303	4.2635	4.2972	13
77	4.3315	4.3662	4.4015	4.4374	4.4737	4.5107	4.5483	4.5864	4.6252	4.6646	12
78	4.7046	4.7453	6.7867	4.8288	4.8716	4.9152	4.9594	5.0045	5.0504	5.0970	11
79	5.1446	5.1929	5.2422	5.2924	5.3435	5.3955	5.4486	5.5026	5.5578	5.6140	10°
80°	5.6713	5.7297	5.7894	5.8502	5.9124	5.9758	6.0405	6.1066	6.1742	6.2433	9
81	6.3138	6.3859	6.4596	6.5350	6.6122	6.6912	6.7720	6.8548	6.9395	7.0264	8
82	7.1154	7.2066	7.3002	7.3962	7.4947	7.5958	7.6996	7.8062	7.9158	8.0285	7
83	8.1443	8.2636	8.3863	8.5126	8.6427	8.7769	8.9152	9.0579	9.2052	9.3572	6
84	9.5144	9.677	9.845	10.02	10.20	10.39	10.58	10.78	10.99	11.20	5
85	11.43	11.66	11.91	12.16	12.43	12.71	13.00	13.30	13.62	13.95	4
86	14.30	14.67	15.06	15.46	15.89	16.35	16.83	17.34	17.89	18.46	3
87	19.08	19.74	20.45	21.20	22.02	22.90	23.86	24.90	26.03	27.27	2
88	28.64	30.14	31.82	33.69	35.80	38.19	40.92	44.07	47.74	52.08	1
89	57.29	63.66	71.62	81.85	94.49	114.6	143.2	191.0	286.5	573.0	0°
	°1.0	°0.9	°0.8	°0.7	°0.6	°0.5	°0.4	°0.3	°0.2	°0.1	Deg

Gradi e minuti espressi in radianti

Gradi						Centesimi				Minuti	
1°	0.0175	61°	1.0647	121°	2.1118	0°.01	0.0002	0°.51	0.0089	1'	0.0003
2	0.0349	62	1.0821	122	2.1293	0 .02	0.0003	0 .52	0.0091	2'	0.0006
3	0.0524	63	1.0996	123	2.1468	0 .03	0.0005	0 .53	0.0093	3'	0.0009
4	0.0698	64	1.1170	124	2.1642	0 .04	0.0007	0 .54	0.0094	4'	0.0012
5°	0.0873	65°	1.1345	125°	2.1817	0 .05	0.0009	0 .55	0.0096	5'	0.0015
6	0.1047	66	1.1519	126	2.1991	0 .06	0.0010	0 .56	0.0098	6'	0.0017
7	0.1222	67	1.1694	127	2.2166	0 .07	0.0012	0 .57	0.0099	7'	0.0020
8	0.1396	68	1.1868	128	2.2340	0 .08	0.0014	0 .58	0.0101	8'	0.0023
9	0.1571	69	1.2043	129	2.2515	0 .09	0.0016	0 .59	0.0103	9'	0.0026
10°	0.1745	70°	1.2217	130°	2.2689	0°.10	0.0017	0°.60	0.0105	10'	0.0029
11	0.1920	71	1.2392	131	2.2864	0 .11	0.0019	0 .61	0.0106	11'	0.0032
12	0.2094	72	1.2566	132	2.3038	0 .12	0.0021	0 .62	0.0108	12'	0.0035
13	0.2269	73	1.2741	133	2.3213	0 .13	0.0023	0 .63	0.0110	13'	0.0038
14	0.2443	74	1.2915	134	2.3387	0 .14	0.0024	0 .64	0.0112	14'	0.0041
15°	0.2618	75°	1.3090	135°	2.3562	0 .15	0.0026	0 .65	0.0113	15'	0.0044
16	0.2793	76	1.3265	136	2.3736	0 .16	0.0028	0 .66	0.0115	16'	0.0047
17	0.2967	77	1.3439	137	2.3911	0 .17	0.0030	0 .67	0.0117	17'	0.0049
18	0.3142	78	1.3614	138	2.4086	0 .18	0.0031	0 .68	0.0119	18'	0.0052
19	0.3316	79	1.3788	139	2.4260	0 .19	0.0033	0 .69	0.0120	19'	0.0055
20°	0.3491	80°	1.3963	140°	2.4435	0°.20	0.0035	0°.70	0.0122	20'	0.0058
21	0.3665	81	1.4137	141	2.4609	0 .21	0.0037	0 .71	0.0124	21'	0.0061
22	0.3840	82	1.4312	142	2.4784	0 .22	0.0038	0 .72	0.0126	22'	0.0064
23	0.4014	83	1.4486	143	2.4958	0 .23	0.0040	0 .73	0.0127	23'	0.0067
24	0.4189	84	1.4661	144	2.5133	0 .24	0.0042	0 .74	0.0129	24'	0.0070
25°	0.4363	85°	1.4835	145°	2.5307	0 .25	0.0044	0 .75	0.0131	25'	0.0073
26	0.4538	86	1.5010	146	2.5482	0 .26	0.0045	0 .76	0.0133	26'	0.0076
27	0.4712	87	1.5184	147	2.5656	0 .27	0.0047	0 .77	0.0134	27'	0.0079
28	0.4887	88	1.5359	148	2.5831	0 .28	0.0049	0 .78	0.0136	28'	0.0081
29	0.5061	89	1.5533	149	2.6005	0 .29	0.0051	0 .79	0.0138	29'	0.0084
30°	0.5236	90°	1.5708	150°	2.6180	0°.30	0.0052	0°.80	0.0140	30'	0.0087
31	0.5411	91	1.5882	151	2.6354	0 .31	0.0054	0 .81	0.0141	31'	0.0090
32	0.5585	92	1.6057	152	2.6529	0 .32	0.0056	0 .82	0.0143	32'	0.0093
33	0.5760	93	1.6232	153	2.6704	0 .33	0.0058	0 .83	0.0145	33'	0.0096
34	0.5934	94	1.6406	154	2.6878	0 .34	0.0059	0 .84	0.0147	34'	0.0099
35°	0.6109	95°	1.6581	155°	2.7053	0 .35	0.0061	0 .85	0.0148	35'	0.0102
36	0.6283	96	1.6755	156	2.7227	0 .36	0.0063	0 .86	0.0150	36'	0.0105
37	0.6458	97	1.6930	157	2.7402	0 .37	0.0065	0 .87	0.0152	37'	0.0108
38	0.6632	98	1.7104	158	2.7576	0 .38	0.0066	0 .88	0.0154	38'	0.0111
39	0.6807	99	1.7279	159	2.7751	0 .39	0.0068	0 .89	0.0155	39'	0.0113
40°	0.6981	100°	1.7453	160°	2.7925	0°.40	0.0070	0°.90	0.0157	40'	0.0116
41	0.7156	101	1.7628	161	2.8100	0 .41	0.0072	0 .91	0.0159	41'	0.0119
42	0.7330	102	1.7802	162	2.8274	0 .42	0.0073	0 .92	0.0161	42'	0.0122
43	0.7505	103	1.7977	163	2.8449	0 .43	0.0075	0 .93	0.0162	43'	0.0125
44	0.7679	104	1.8151	164	2.8623	0 .44	0.0077	0 .94	0.0164	44'	0.0128
45°	0.7854	105°	1.8326	165°	2.8798	0 .45	0.0079	0 .95	0.0166	45'	0.0131
46	0.8029	106	1.8500	166	2.8972	0 .46	0.0080	0 .96	0.0168	46'	0.0134
47	0.8203	107	1.8675	167	2.9147	0 .47	0.0082	0 .97	0.0169	47'	0.0137
48	0.8378	108	1.8850	168	2.9322	0 .48	0.0084	0 .98	0.0171	48'	0.0140
49	0.8552	109	1.9024	169	2.9496	0 .49	0.0086	0 .99	0.0173	49'	0.0143
50°	0.8727	110°	1.9199	170°	2.9671	0°.50	0.0087	1°.00	0.0175	50'	0.0145
51	0.8901	111	1.9373	171	2.9845	....	....	....	....	51'	0.0148
52	0.9076	112	1.9548	172	3.0020	....	....	....	....	52'	0.0151
53	0.9250	113	1.9722	173	3.0194	....	....	....	....	53'	0.0154
54	0.9425	114	1.9897	174	3.0369	....	....	....	....	54'	0.0157
55°	0.9599	115°	2.0071	175°	3.0543	....	....	....	....	55'	0.0160
56	0.9774	116	2.0246	176	3.0718	....	....	....	....	56'	0.0163
57	0.9948	117	2.0420	177	3.0892	....	....	....	....	57'	0.0166
58	1.0123	118	2.0595	178	3.1067	....	....	....	....	58'	0.0169
59	1.0297	119	2.0769	179	3.1241	....	....	....	....	59'	0.0172
60°	1.0472	120°	2.0944	180°	3.1416	....	....	....	....	60'	0.0175

Arc 1° = 0.01745. Arc 1' = 0.0002909. Arc 1'' = 0.000004848.
1 radiante = 57°.296 = 57° 17'.75 = 57° 17' 44''.81.

Radianti espressi in gradi

0.01	0°.57	0.64	36°.67	1.27	72°.77	1.90	108°.86	2.53	144°.96
0.02	1°.15	0.65	37°.24	1.28	73°.34	1.91	109°.43	2.54	145°.53
0.03	1°.72	0.66	37°.82	1.29	73°.91	1.92	110°.01	2.55	146°.10
0.04	2°.29	0.67	38°.39	1.30	74°.48	1.93	110°.58	2.56	146°.68
0.05	2°.86	0.68	38°.96	1.31	75°.06	1.94	111°.15	2.57	147°.25
0.06	3°.44	0.69	39°.53	1.32	75°.63	1.95	110°.73	2.58	147.82
0.07	4°.01	0.70	40°.11	1.33	76°.20	1.96	112°.30	2.59	148°.40
0.08	4°.58	0.71	40°.68	1.34	76°.78	1.97	112°.87	2.60	148°.97
0.09	5°.16	0.72	41°.25	1.35	77°.35	1.98	113°.45	2.61	149°.54
0.10	5°.73	0.73	41°.83	1.36	77°.92	1.99	114°.02	2.62	150°.11
0.11	6°.30	0.74	42°.40	1.37	78°.50	2.00	114°.59	2.63	150°.69
0.12	6°.88	0.75	42°.97	1.38	79°.07	2.01	115°.16	2.64	151°.26
0.13	7°.45	0.76	43°.54	1.39	79°.64	2.02	115°.74	2.65	151°.83
0.14	8°.02	0.77	44°.12	1.40	80°.21	2.03	116°.31	2.66	152°.41
0.15	8°.59	0.78	44°.69	1.41	80°.79	2.04	116°.88	2.67	152°.98
0.16	9°.17	0.79	45°.26	1.42	81°.36	2.05	117°.46	2.68	153°.55
0.17	9°.74	0.80	45°.84	1.43	81°.93	2.06	118°.03	2.69	154°.13
0.18	10°.31	0.81	46°.41	1.44	82°.51	2.07	118°.60	2.70	154°.70
0.19	10°.89	0.82	46°.98	1.45	83°.08	2.08	119°.18	2.71	155°.27
0.20	11°.46	0.83	47°.56	1.46	83°.65	2.09	119°.75	2.72	155°.84
0.21	12°.03	0.84	48°.13	1.47	84°.22	2.10	120°.32	2.73	156°.42
0.22	12°.61	0.85	48°.70	1.48	84°.80	2.11	120°.89	2.74	156°.99
0.23	13°.18	0.86	49°.27	1.49	85°.37	2.12	121°.47	2.75	157°.56
0.24	13°.75	0.87	49°.85	1.50	85°.94	2.13	122°.04	2.76	158°.14
0.25	14°.32	0.88	50°.42	1.51	86°.52	2.14	122°.61	2.77	158°.71
0.26	14°.90	0.89	50°.99	1.52	87°.09	2.15	123°.19	2.78	159°.28
0.27	15°.47	0.90	51°.27	1.53	87°.66	2.16	123°.76	2.79	159°.86
0.28	16°.04	0.91	52°.14	1.54	88°.24	2.17	124°.33	2.80	160°.43
0.29	16°.62	0.92	52°.71	1.55	88°.81	2.18	124°.90	2.81	161°.00
0.30	17°.19	0.93	53°.29	1.56	89°.38	2.19	125°.48	2.82	161°.57
0.31	17°.76	0.94	53°.86	1.57	89°.95	2.20	126°.05	2.83	162°.15
0.32	18°.33	0.95	54°.43	1.58	90°.53	2.21	126°.62	2.84	162°.72
0.33	18°.91	0.96	55°.00	1.59	91°.10	2.22	127°.20	2.85	163°.29
0.34	19°.48	0.97	55°.58	1.60	91°.67	2.23	127°.77	2.86	163°.87
0.35	20°.05	0.98	56°.15	1.61	92°.25	2.24	128°.34	2.87	164°.44
0.36	20°.63	0.99	56°.72	1.62	92°.82	2.25	128°.92	2.88	165°.01
0.37	21°.20	1.00	57°.30	1.63	93°.39	2.26	129°.49	2.89	165°.58
0.38	21°.77	1.01	57°.87	1.64	93°.97	2.27	130°.06	2.90	166°.16
0.39	22°.35	1.02	58°.44	1.65	94°.54	2.28	130°.63	2.91	166°.73
0.40	22°.92	1.03	59°.01	1.66	95°.11	2.29	131°.21	2.92	167°.30
0.41	23°.49	1.04	59°.59	1.67	95°.68	2.30	131°.78	2.93	167°.88
0.42	24°.06	1.05	60°.16	1.68	96°.26	2.31	132°.35	2.94	168°.45
0.43	24°.64	1.06	60°.73	1.69	96°.83	2.32	132°.93	2.95	169°.02
0.44	25°.21	1.07	61°.31	1.70	97°.40	2.33	133°.50	2.96	169°.60
0.45	25°.78	1.08	61°.88	1.71	97°.98	2.34	134°.07	2.97	170°.17
0.46	26°.36	1.09	62°.45	1.72	98°.55	2.35	134°.65	2.98	170°.74
0.47	26°.93	1.10	63°.03	1.73	99°.12	2.36	135°.22	2.99	171°.31
0.48	27°.50	1.11	63°.60	1.74	99°.69	2.37	135°.79	3.00	171°.89
0.49	28°.07	1.12	64°.17	1.75	100°.27	2.38	136°.36	3.01	172°.46
0.50	28°.65	1.13	64°.74	1.76	100°.84	2.39	136°.94	3.02	173°.03
0.51	29°.22	1.14	65°.32	1.77	101°.41	2.40	137°.51	3.03	173°.61
0.52	29°.79	1.15	65°.89	1.78	101°.99	2.41	138°.08	3.04	174°.18
0.53	30°.37	1.16	66°.46	1.79	102°.56	2.42	138°.66	3.05	174°.75
0.54	30°.94	1.17	67°.04	1.80	103°.13	2.43	139°.23	3.06	175°.33
0.55	31°.51	1.18	67°.61	1.81	103°.71	2.44	139°.80	3.07	175°.90
0.56	32°.09	1.19	68°.18	1.82	104°.28	2.45	140°.37	3.08	176°.47
0.57	32°.66	1.20	68°.75	1.83	104°.85	2.46	140°.95	3.09	177°.04
0.58	33°.23	1.21	69°.33	1.84	105°.42	2.47	141°.52	3.10	177°.62
0.59	33°.80	1.22	69°.90	1.85	106°.00	2.48	142°.09	3.11	178°.19
0.60	34°.38	1.23	70°.47	1.86	106°.57	2.49	142°.67	3.12	
0.61	34°.95	1.24	71°.05	1.87	107°.14	2.50	143°.24	3.13	178°.76
0.62	35°.52	1.25	71°.62	1.88	107°.72	2.51	143°.81	3.14	179°.34
0.63	36°.10	1.26	72°.19	1.89	108°.29	2.52	144°.39	3.15	179°.91
									180°.48

Interpolazione

0.0002	0°.01
0.0004	0°.02
0.0006	0°.03
0.0008	0°.05
0.0010	90'°0
0.0012	0°.07
0.0014	0°.08
0.0016	0°.09
0.0018	0°.10
0.0020	0°.11
0.0022	0°.13
0.0024	0°.14
0.0026	0°.15
0.0028	0°.16
0.0030	0°.17
0.0032	0°.18
0.0034	0°.19
0.0036	0°.21
0.0038	0°.22
0.0040	0°.23
0.0042	0°.24
0.0044	0°.25
0.0046	0°.26
0.0048	0°.28
0.0050	0°.29
0.0052	0°.30
0.0054	0°.31
0.0056	0°.32
0.0058	0°.33
0.0060	0°.34
0.0062	0°.36
0.0064	0°.37
0.0066	0°.38
0.0068	0°.39
0.0070	0°.40
0.0072	0°.41
0.0074	0°.42
0.0076	0°.44
0.0078	0°.45
0.0080	0°.46
0.0082	0°.47
0.0084	0°.48
0.0086	0°.49
0.0088	0°.50
0.0090	0°.52
0.0092	0°.53
0.0094	0°.54
0.0096	0°.55
0.0098	0°.56

Multipli di π

1	3.1416	180°
2	6.2832	360°
3	9.4248	540°
4	12.5664	720°
5	15.7080	900°
6	18.8496	1080°
7	21.9911	1260°
8	25.1327	1440°
9	28.2743	1620°
10	31.4159	1800°

Unità di misura di lunghezza
metro = (m)

1 chilometro	(Km)	= 1000 m
1 decimetro	(dm)	= 0,1 m
1 centimetro	(cm)	= 0,01 m
1 millimetro	(mm)	= 0,001 m
1 micron	(μ)	= 0,000001 m

1 miglio	=	1760 yarda	= 5280 piedi
1 piede	=	1/3 di yarda	= 12 pollici
1 pollice	=	1/36 di yarda	= 1/12 di piede
1 miglio marino	=	1853,248 m	
1 miglio	=	1609 m	

Tavola di conversione

cm	m	km	pollice	piede	miglio
1	0,01	10^{-5}	0,3937	0,03281	$0{,}6414 10^{-5}$
2,540	0,2540	$2{,}54 \times 10^{-5}$	1	0,0833	$0{,}1578 10^{-4}$
100	1	0,001	39,37	3,281	0,0006214
100 000	1000	1	39370	3281	0,6214
30,48	0,3048	$30{,}48 \times 10^{-5}$	12	1	0,0001894
160 935	1609	1,609	63360	5280	1

Latitudine e Longitudine delle principali città d'Italia e del mondo

Latitudine e Longitudine delle principali città d'Italia e del mondo

Località	Latitudine	Longitudine
Agrigento	37° 18' 47"	0h 54' 18"
Alessandria	44° 54' 51"	0h 34' 27"
Ancona	43° 37' 21"	0h 54' 03"
Aosta	45° 44' 15"	0h 29' 16"
Aquila	42° 21' 01"	0h 53' 36"
Asti	44° 54' 01"	0h 32' 49"
Avellino	40° 54' 52"	0h 59' 11"
Bari	41° 7' 39"	1h 7' 31"
Belluno	46° 8' 14"	0h 48' 52"
Benevento	41° 7' 52"	0h 59' 6"
Bergamo	45° 42' 10"	0h 38' 39"
Bologna	44° 29' 53"	0h 45' 24"
Bolzano	46° 29' 49"	0h 45' 25"
Brescia	45° 32' 33"	0h 40' 54"
Brindisi	40° 39' 14"	1h 11' 5"
Cagliari	39° 13' 15"	0h 36' 28"
Caltanissetta	37° 29' 12"	0h 56' 15"
Campobasso	41° 33' 47"	0h 58' 37"
Caserta	41° 4' 21"	0h 57' 19"
Catania	37° 30' 13"	1h 00' 21"
Catanzaro	38° 54' 16"	1h 06' 22"
Chieti	42° 21' 02"	0h 56' 40"
Como	45° 47' 37"	0h 36' 20"
Cosenza	39° 17' 07"	1h 05' 02"
Cremona	45° 08' —	0h 40' 06"
Cuneo	44° 23' 33"	0h 30' 12"
Enna	37° 34' 02"	0h 57' 09"
Ferrara	44° 50' 34"	0h 46' 24"
Firenze	43° 45' 14"	0h 45' 01"
Foggia	41° 27' 45"	1h 02' 11"

segue:

Latitudine e Longitudine delle principali città d'Italia e del mondo

Località	Latitudine	Longitudine
Forlì	44° 13' 21"	0h 48' 09"
Frosinone	41° 38' 21"	0h 53' 25"
Genova	44° 25' 08"	0h 35' 41"
Gorizia	45° 56' 30"	0h 54' 30"
Grosseto	42° 45' 33"	0h 44' 27"
Imperia	43° 52' 30"	0h 32' 04"
La Spezia	44° 05' 26"	0h 39' 16"
Latina	41° 27' 59"	0h 51' 37"
Lecce	40° 21' 03"	1h 12' 41"
Livorno	43° 31' 37"	0h 41' 14"
Lucca	43° 50' 34"	0h 42' 01"
Macerata	43° 17' 45"	0h 53' 42"
Mantova	45° 09' 33"	0h 43' 11"
Massa Carrara	44° 01' 20"	0h 40' 32"
Matera	40° 39' 57"	1h 06' 27"
Messina	38° 11' 34"	1h 02' 18"
Milano	45° 27' 95"	0h 36' 46"
Modena	44° 38' 45"	0h 43' 42"
Napoli	40° 51' 46"	0h 57' 01"
Novara	45° 26' 54"	0h 34' 28"
Nuoro	40° 19' 11"	0h 37' 21"
Padova	45° 24' 01"	0h 47' 29"
Palermo	38° 06' 44"	0h 53' 26"
Parma	44° 48' 08"	0h 41' 30"
Perugia	43° 06' 44"	0h 49' 34"
Pesaro	43° 54' 31"	0h 51' 39"
Pescara	42° 27' 34"	0h 56' 51"
Piacenza	45° 03' —	0h 38' 47"
Pisa	43° 43' 20"	0h 41' 35"
Pistoia	43° 55' 58"	0h 43' 40"

segue:

Latitudine e Longitudine delle principali città d'Italia e del mondo

Località	Latitudine	Longitudine
Potenza	40° 38' 21"	1h 03' 14"
Ragusa	36° 55' 26"	0h 58' 55"
Ravenna	44° 25' 07"	0h 48' 48"
Reggio Calabria	38° 06' 23"	1h 02' 35"
Reggio Emilia	44° 41' 45"	0h 42' 31"
Rieti	42° 24' 06"	0h 51' 26"
Roma	41° 55' 25"	0h 49' 49"
Rovigo	45° 04' 21"	0h 47' 10"
Salerno	40° 40' 46"	0h 59' 03"
Sassari	40° 43' 28"	0h 34' 15"
Savona	44° 18' 16"	0h 33' 56"
Siena	43° 19' 03"	0h 45' 20"
Siracusa	37° 03' 48"	1h 01' 10"
Sondrio	46° 10' 16"	0h 39' 29"
Taranto	40° 28' 30"	1h 08' 55"
Teramo	42° 39' 27"	0h 54' 56"
Terni	42° 33' 40"	0h 50' 35"
Torino	45° 04' 14"	0h 30' 44"
Trapani	38° 00' 53"	0h 50' 02"
Trento	46° 03' 59"	0h 44' 29"
Treviso	45° 39' 55"	0h 48' 59"
Trieste	45° 38' 35"	0h 55' 03"
Udine	46° 03' 34"	0h 52' 56"
Varese	45° 49' 04"	0h 35' 19"
Venezia	45° 26' 01"	0h 49' 21"
Vercelli	45° 19' 46"	0h 33' 41"
Verona	45° 26' 33"	0h 43' 59"
Vicenza	45° 32' 48"	0h 46' 11"
Viterbo	42° 24' 59"	0h 48' 25"

segue:

Latitudine e Longitudine delle principali città d'Italia e del mondo

Località	Latitudine	Longitudine
Algeri (Algeria)	36° 44' —	0h 12' 17"
Aia (Olanda)	59° 5' —	0h 17' —
Aiaccio (Corsica)	41° 55' —	0h 35' —
Ankara (Turchia)	39° 57' —	2h 11' —
Atene (Grecia)	37° 58' 15"	1h 34' 52"
Belgrado (Jugoslavia)	44° 48' —	1h 22' —
Bengasi (Libia)	32° 10' —	1h 20' —
Berlino (Germania)	52° 31' 31"	0h 53' 27"
Berna (Svizzera)	46° 57' —	0h 30' —
Beyruth (Libano)	33° 54' 22"	2h 21' 52"
Biserta (Tunisia)	37° 16' —	0h 39' —
Bogotà (Columbia)	4° 35' 55"	4h 56' 20" (ovest)
Bombay (India)	18° 53' 36"	4h 51' 16" (est)
Boston (USA)	42° 20' 58"	4h 44' 19" (ovest)
Bruxelles (Belgio)	50° 51' —	0h 17' —
Bucarest (Romania)	44° 42' 34"	1h 44' 27"
Budapest (Ungheria)	47° 29' 35"	1h 16' 15"
Buenos Aires (Argentina)	34° 36' (sud)	3h 53' 48" (ovest)
Cairo (Egitto)	30° 5' —	2h 05' — (est)
Calcutta (India)	22° 34' —	5h 23' 20" (est)
Città del Capo (S. Africa)	33° 56' —	1h 14' — (est)
Caracas (Venezuela)	10° 30' —	4h 28' — (ovest)
Casablanca (Marocco)	33° 34' —	0h 30' — (ovest)
Chicago (USA)	41° 53' —	5h 50' — (ovest)
Colombo (Ceylon)	6° 57' —	5h 19' 32" (est)
Copenhagen (Danimarca)	55° 41' —	0h 50' 19"
Denver (USA)	39° 40' 36"	6h 59' 48" (ovest)
Dublino (Irlanda)	53° 23' 13" (nord)	0h 25' 21" (ovest)
Gerusalemme (Palestina)	31° 46' —	2h 21' — (est)
Greenwich (Inghilterra)	51° 28' 38"	0h 00' 00"

segue:

Latitudine e Longitudine delle principali città d'Italia e del mondo

Località	Latitudine	Longitudine
Helsinki (Finlandia)	60° 9' 42"	1h 39' 49"
Honolulu (Hawai)	21° 19' —	10h 31' 28" (ovest)
Lagos (Nigeria)	6° 27' —	0h 13' 32"
Lima (Perù)	12° 3' —	5h 08' — (est)
Lisbona (Portogallo)	38° 42' 30"	0h 36' 45" (ovest)
La Paz (Bolivia)	16° 30' (sud)	4h 32' 36"
Londra (Inghilterra)	51° 32' —	0h 01' — (ovest)
Lussemburgo	49° 37' 36"	0h 24' 39"
Madrid (Spagna)	40° 24' 30"	0h 14' 45" (ovest)
Manila (Filippine)	14° 34' 41"	8h 03' 55"
Massaua (Eritrea)	39° 29' —	1h 02' —
Melbourne (Australia)	37° 50' (sud)	9h 39' 54" (est)
Messico (Messico)	19° 26' —	6h 06' — (ovest)
Monaco (Principato)	43° 44' —	0h 30' — (est)
Montevideo (Uraguay)	34° 53' (sud)	3h 44' 40"
Montreal (Canada)	45° 30' —	4h 54' — (ovest)
Mosca (Russia)	55° 45' 18"	2h 30' 17" (est)
New York (USA)	40° 43' —	4h 56' — (ovest)
Odessa (Russia)	46° 28' 36"	2h 03' 02" (est)
Oslo (Norvegia)	59° 54' 43" (nord)	0h 42' 53"
Ottawa (Canada)	45° 25' —	5h 02' 48" (ovest)
Panama (C. America)	8° 57' —	5h 18' 08" (ovest)
Parigi (Francia)	48° 50' 12"	0h 09' 21" (est)
Pechino (Cina)	39° 36' —	8h 25' 36"
Praga (Cecoslovacchia)	50° 5' 16"	0h 57' 40"
Reikiavik (Islanda)	64° 8' 42"	1h 27' 40" (ovest)
Riga (Lettonia)	56° 57' 6"	1h 36' 28" (est)
Rio de Janeiro (Brasile)	22° 54' (sud)	2h 53' — (ovest)
Reval (Estonia)	59° 26' —	1h 39' — (est)
Santiago (Cile)	33° 27' (sud)	4h 42' 40"

segue:

Latitudine e Longitudine delle principali città d'Italia e del mondo

Località	Latitudine	Longitudine
Seoul (Corea)	37° 32' —	8h 27' 48"
Sofia (Bulgaria)	42° 42' —	1h 33' —
Tokio (Giappone)	35° 40' (nord)	9h 19' — (est)
Teheran (Iran)	35° 40' —	3h 25' 44"
Tripoli (Libia)	32° 54' —	0h 53' — (est)
Tunisi (Tunisia)	36° 48' —	0h 40' 40"
Varsavia (Polonia)	52° 13' 5"	1h 24' 7"
Vienna (Austria)	48° 12' 36"	1h 05' 31"
Washington (USA)	38° 55' 12"	5h 08' 16" (ovest)

TABELLA DI

(interdist.

GMT INGHILTERRA (Meridiano fondamentale)	00 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14
EUROPA CENTRALE STOCCOLMA - BERLINO VIENNA - ROMA	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15
EUROPA ORIENTALE ATENE - CAIRO - MOSCA CITTA' DEL CAPO	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16
ARABIA - ARMENIA ETIOPIA - MADAGASCAR	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17
MAURIZIO - PERSIA ISOLA DI RIUNIONE	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18
RUSSIA CENTRALE INDIA - BOMBAY	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19
TIBET - CALCUTTA	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20
INDOCINA - SIAM SUMATRA	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21
ISOLE FILIPPINE AUSTRALIA OCC.	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22
AUSTRALIA CENTR. GIAPPONE	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23
AUSTRALIA ORIENT. MELBOURNE - SYDNEY	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24
NUOVA CALEDONIA NUOVA ZELANDA	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01
DATA INTERNAZIONALE ISOLE FIJI	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02
ALASKA - SOMOA	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03
HAWAY - MIDWAY	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04
ALASKA ORIENTALE	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05
PACIFIC STANDARD TIME LOS ANGELES - SEATTLE	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06
MOUNTAIN STANDARD TIME DENVER - PHOENIX	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07
CENTRAL STANDARD TIME CHICAGO - COSTA RICA	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08
EASTERN STANDARD TIME MONTREAL - NEW YORK PERU	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09
ATLANTIC STANDARD TIME ARGENTINA - NUOVA SCOZIA	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10
BRASILE - RIO DE JANEIRO	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11
AZZORRE	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12
CANARIE - ISLANDA	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13

USI ORARI

(= 15°)

										TEMPERATURA	
										Gradi Centigradi	Gradi Fahrenheit
00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	GMT INGHILTERRA (Meridiano fondamentale)	0	32
00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	EUROPA CENTRALE STOCCOLMA - BERLINO VIENNA - ROMA	1	34
00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	EUROPA ORIENTALE ATENE - CAIRO - MOSCA CITTA' DEL CAPO	2	36
00	19 00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	ARABIA - ARMENIA ETIOPIA - MADAGASCAR	3 4	37 39
00	20 00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	MAURIZIO - PERSIA ISOLA DI RIUNIONE	5 6	41 43
00	21 00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	RUSSIA CENTRALE INDIA - BOMBAY	7 8	45 46
00	22 00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	TIBET - CALCUTTA	9 10	48 50
00	23 00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	INDOCINA - SIAM SUMATRA	11 12	52 53
00	24 00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	ISOLE FILIPPINE AUSTRALIA OCC.	13 14	55 57
00	01 00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	AUSTRALIA CENTR. GIAPPONE	15 16	59 61
00	02 00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	AUSTRALIA ORIENT. MELBOURNE - SYDNEY	17 18	63 64
00	03 00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	NUOVA CALEDONIA NUOVA ZELANDA	19 20	66 68
00	04 00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	DATA INTERNAZIONALE ISOLE FIJI	21 22	70 72
00	05 00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	ALASKA - SOMOA	23 24	73 75
00	06 00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	HAWAY - MIDWAY	25 26	77 79
00	07 00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	ALASKA ORIENTALE	27 28	81 82
00	08 00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	PACIFIC STANDARD TIME LOS ANGELES - SEATTLE	29 30	84 86
00	09 00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	MOUNTAIN STANDARD TIME DENVER - PHOENIX	31 32	88 90
00	10 00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	CENTRAL STANDARD TIME CHICAGO - COSTA RICA	33 34	91 93
00	11 00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	EASTERN STANDARD TIME MONTREAL - NEW YORK PERU	35	95
00	12 00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	ATLANTIC STANDARD TIME ARGENTINA - NUOVA SCOZIA		
00	13 00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	BRASILE - RIO DE JANEIRO		
00	14 00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	AZZORRE		
00	15 00	16 00	17 00	18 00	19 00	20 00	21 00	22 00	CANARIE - ISLANDA		

$$C = \frac{5}{9}(F-32) \quad F = \frac{9}{5}C + 32$$

BIBLIOGRAFIA

TERMAN F.E. - *Radio Engineers Handbook* - McGraw-Hill Book Company, Inc. New York, 1943, USA.

KRAUS J.D. *Antennas,* McGraw-Hill Book Company, Inc. New York, 1943, USA.

KRAUS J.D. *The Elical Antenna,* I.R.E. Proceedings, 1949, pag. 247, USA.

A.R.R.L., *The American Radio Relay League Antenna Book* - The American Radio Relay League West Hartford - Conn. USA. VI edizione.

WILLIAM I. ORR, *Beam Antenna Handbook* - Radio Publications, Inc. Danbury Road - Wilton, Conn. USA. - I edizione.

ORR and JOHNSON, *Very High Frequency Handbook* - Radio Publications, Inc. - I edizione.

WILLIAM I. ORR, *All About « Quad Antennas »* - Radio Publications, Inc. - I edizione.

MIDDLETON ROBERT G., *101 Ways to use your Ham Test Equipment* - Howard W. Sams & Co. Inc. - The Bobbs-Merril Co. Inc., New York, USA. I edizione.

RADIO RIVISTA, *Annate dal 1951 al 1968* - Organo dell'Ass. Radiotecnica Italiana - Via Scarlatti - Milano.

Vari Autori (I1XD - I1LM - I1BKU), *Antenne* - A.R.I., Milano, 1956.

U.S. Department of Commerce, *Ionospheric Radio Propagation* - National Bureau of Standards, 1948 - US Government Printing Office, Washington, USA.

U.S. Department of Commerce, *Instructions for the Use of Basic Radio Propagation Predictions* - National Bureau of Standards US Government Printing Office, 1947, Washington, USA.

INDICE

Capitolo VI - Antenne direzionali

Capitolo VII - Misurazioni e strumenti

APPENDICE

BIBLIOGRAFIA